

图灵电子与电气工程丛书

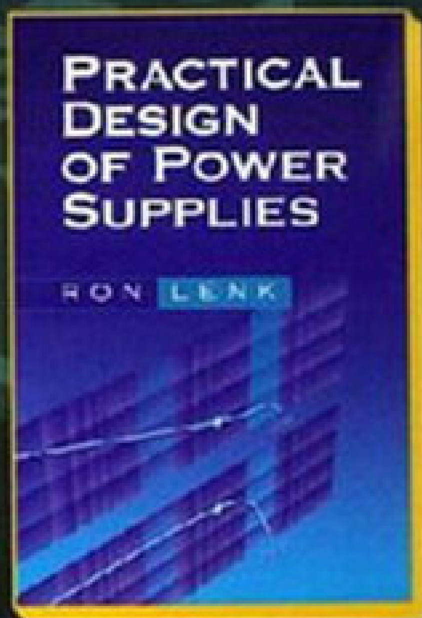


IEEE

实用开关电源设计

Practical Design of Power Supplies

[美] Ron Lenk 著
王正仕 张军明 译
徐德鸿 审



第一章 绪 论

第一节 电 源

1. 实验室电源

在开发新的变换器时,都需要用到实验室的直流电源。然而,即使是性能理想的直流电源,在使用的时候,仍然会出现一些意想不到的现象。

实验室里通常有老式和新式两种直流电源,它们之间的差别非常明显,很容易区分:旧式电源非常重。这是因为旧式电源采用较重的工作于 60Hz(或 50Hz)频率的金属变压器,用线性调节手段来减压,其输出端并联大容量的电容(10000μF 甚至更大),机壳里装有风扇,为线性调节器散热。金属结构使这些旧式电源可靠性很高,似乎根本不会坏,我本人就见过有些旧式电源甚至是二战时期的产品,但现在甚至将来很长的一段时期,仍然能可靠地工作。

新式电源通常采用开关调节技术。(要注意的是对电噪声非常敏感的应用场合是个例外,这时电源仍然会采用线性调节技术,但通常功率较小。)开关调节技术使得新式电源比相同功率的旧式电源要轻很多,但也更容易受到各种问题的影响,本书将从各个方面阐述这方面的问题。原因之一是虽然新式电源也经常自我宣传容量较大的输出电容,但是使用的时候如果在其输出端并上足够大的电容,那么任何开关调节都会出现振荡现象。当然,电源生产厂家已经考虑到用户外接电容的可能性,在设计的时候已经想办法让内部的输出电容起到主要作用,并针对内部输出电容设计了控制补偿电路,使电源能够稳定工作。但是如果使用时外接的电容足够大,那么电路的稳定工作仍然会被破坏,最终产生振荡。实际工作中,虽然线性调节器同样存在振荡的可能,但是 60Hz 变压器型电源似乎没有发生这种振荡现象,原因可能是外接那么大的电容基本不可能。

另一个问题是在美国实验室电源是 60Hz 的。开关调节器电源在这方面有很好的性能,因为它在 60Hz 附近有较高环路增益,对输出的 60Hz 波动有很好的抑制作用。而且,新的开关型电源比旧式开关电源性能更好,因为一些旧式开关电源采用晶闸管和相控技术,会带来较强的 60Hz 噪声。而现代新式的开关电源采用场效应管器件(MOSFET等),其控制回路的频带宽度可以设计得很高。旧式线性调节性电源依赖于容量巨大的输出电容来滤除电压纹波,其效果并不让人满意。

旧式线性电源具有优势的另一场合是，有时为了得到应用中需要的更大输出电流，可以将两台或多台电源并联。（当然，这需要远端传感器，与变换器无关。）旧式变换器的噪声都在 60Hz 的地方，每一个变换器产生的噪声都是同相的，因为它们都由工频电源馈电。至少噪声的频谱是明确的。对于开关电源来说，使用的时候是没有同步端口的，因此每一个开关电源都以自己频率工作。如果不凑巧，这些频率非常接近，并联在一起的变换器会产生一种低频的差频。显然，差频不利于变换器的并联。

2. 交流电源

通常人们认为只要插入烤箱的电源插头，面包就可以烤好。但对于我们电源设计人员而言事实远非如此简单！交流电源种类繁多，并伴有各种各样的问题。为了保证电源能够长期稳定可靠的工作，需要做大量的工作，对相关的国际和国家技术标准做大量研究。事实上许多电气工程师一生都在从事这方面的工作，因此这并不是令人吃惊的事情。

在各种不同的交流电源中，最明显的区别在于频率不同。美国的电网频率是 60Hz，欧洲的是 50Hz。实际上各种电源的交流频率都允许存在一定的偏差。因此如果要设计全球都适用的电源，频率范围需要低到 47Hz，在美国则可高达 63Hz。这个允许偏差的频率范围是需要的，因为电力公司的大涡轮机工作时就存在一定的转速偏差。与工作于 60Hz 频率的电源相比，工作于 50Hz（实际上可能是 47Hz）的电源需要更大容量的电容。

电压的高低也各不相同。在美国，插座的电源是 110V（有时是 120V），但也有 208V 的交流电压（供洗衣机用）、三相 480V 的交流电压（供工业用）和 277V 的电压（供日光灯照明用，不同的楼宇有时也有 120V 的交流电）。在欧洲却是 230V……而澳大利亚是 240V！还有一种用于闭路电视的 60V 电源，实际上是一种高阻抗的峰峰值大约为 120V 的准方波。

这些仅仅是标称值，每一种电源还有各自的允许偏差。以 110V 交流电源为例，从 90V 到 130V 的范围内都认为是正常的，对于电源而言，性能并不会减弱。还有电压的过低和短时跌落，基本上电源设备必须能从 0V 到标称电压的整个范围内都能安全工作，免受损坏（欠压时，可以用欠压保护电路对电源装置进行保护）。当电网电压突然中断哪怕 60Hz 情况下的几个周期时，有些电源设备可能还必须提供不间断的电能（这时只能用大容量的电容或电池，如果电源包含功率因素校正电路，那么输出电容需要比通常的电路大得多）。

还有过电压情况。许多照明灯启动时的电弧，能够在 2Ω 的阻抗上产生 6kV 的电压，并且能以线与线和共模的形式出现。这种照明启动时产生的高电压有两个特点：一是时间短（上升时间为 1.2μs，衰减时间为 50μs），二是很高的能量在 1ms 时间内衰减掉。还有一些瞬态高压，在半个周期内线电压峰值可以高达 750V！（这对一些通信电源是需要的。雷电时希望高电压沿着电力线衰减，断路器动作需要一定的时间。）

以上介绍的仅仅是电力交流电源中各种复杂问题的很小一部分。总之交流电源所处的环境十分恶劣。设计电源时经常会出现这样一种现象：在可靠性和满足国家安全规范（每个国家不尽相同）上面所花费时间与设计电源其余部分所花费的时间大致相当。

3. 蓄电池

蓄电池的特性在有些方面完全超出了大多数电力工程师的知识范围，因为蓄电池涉

及化学反应和冶金方面的知识。事实上,有一些问题,甚至连电化学方面的专家也不完全清楚。和蓄电池相比,交流电源要好理解得多。这里我们将介绍相关的基本知识,这样当你设计使用蓄电池的变换器时,能知道问题所在。

首先要强调的是,蓄电池不是超大容量的电容器,虽然它可以进行充电、放电,可以存储能量、释放能量。但是蓄电池与电容有很大的不同:如果在蓄电池上施加一个正弦电源,可以发现电压和电流之间没有相位差,蓄电池性能上也不等同于下面要讨论的滤波器。下面探讨蓄电池的一些基本性能,特别是作为一种电源,接上负载时流进、流出电流的不同电气特性。

蓄电池有许多电池单元组成,通常这些电池单元以串联方式连接(并联连接的形式比较少见)。知道这样一个事实对于电源工程师在工作中会有所帮助:电池单元是蓄电池基本"细胞",蓄电池由单个或多个电池单元连接而成蓄电池。

单个电池单元基本上是一个化学反应装置,通常由两个金属电极和导电通道组成。导电通道可以是液体的、也可以是固体的,取决于所使用的化学物质。电池单元的关键之处在于根据电流流进流出的不同流向,能够产生可逆的化学反应(对可充电电池或"二次"电池,不可充电电池称为"原电池")。当两个金属电极(即阴极和阳极)上外接电源进行充电时,产生的化学反应使一些物质的化学结构发生改变,对蓄电池是充电储能状态。当电极上接上负载时,产生一个逆向相反的化学反应,使这些物质又回到原来的状态,并向外释放电能。

作为电源,蓄电池的性能与工作频率有很大关系。我们首先从最高频率开始分析,然后逐渐减小频率。在变换器典型的开关频率,即 20kHz 或更高的时候,蓄电池似乎是开路的,因为蓄电池输出端、内部以及电极上存在等效电感,而且化学反应本身需要一定的时间来完成。例如镍氢电池内部的等效电感约为 200nH,5 个这样的电池单元串联的话(输出电压 6V)等效电感就可达 1μH。如果工作频率为 200kHz,其阻抗可达 1Ω。蓄电池需要吸收变换器产生的同频率的开关纹波,因此,通常需要在蓄电池两端并联外接电容。

如果以 1kHz 或低至几赫的低频方式工作,由于内部的化学反应,蓄电池会表现出大量的非线性现象。当输出电流逐渐增大时,电压会逐渐下降(其关系近似于反正弦函数)。图 1-1 示出了 12V 镍氢电池的标称电流-电压曲线。标称电压为 12V,电流输出方向定义为负方向。当输出电流较小时,蓄电池的电压下降特性类似于一个电阻:电流增加一倍,电压将增加一倍。但是大电流时电压下降的幅度变化,却没有小电流工作时变化那样明显。在电压降至 0V 以前,电池可以输出极大的电流(图中没有画出)。(实际中不允许这样操作。因为蓄电池短路会产生爆炸!)作者在进行镍氢电池测试试验时,曾经出现过高达 1500A 的短路电流。

电池的输出电流与端电压之间关系还与温度、剩余电量有关。输出电流太大可能引起电池的损坏。任何电池当工作温度低于其额定温度时都会损坏。例如密封的铅酸电池在 -10℃以下温度就不能正常工作。这就是为什么汽车在冬天很可能无法启动的原因。

工作频率继续降低,周期变为几分钟或几小时的时候,蓄电池将以"安·时"来衡量所充的电量(电流×时间=所充电量)。对电源设计工程师来说,容易混淆的是,这和能够从

蓄电池输出多少能量没有简单的关系，并不等于电容量乘以输出电压。输出电压和输出电流有关。蓄电池厂家会给出各种参数曲线，但是这些曲线并不能涵盖实际操作中的每一点。需要更多更有用的信息。你自己对蓄电池进行测试是没有意义的。不同厂家生产的蓄电池性能上会有很大的不同，同样的化学物质、同样的‘安·时’容量，两种蓄电池能够维持工作时间的会有很大的差异。

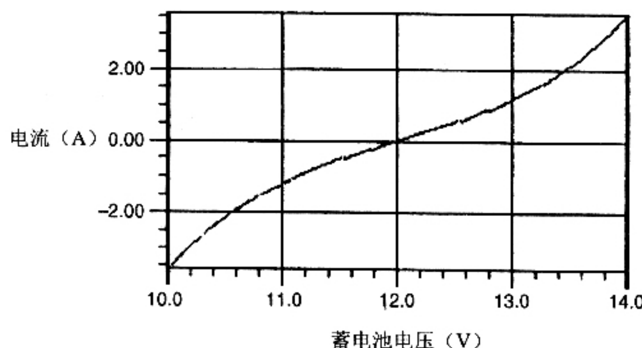


图 1 – 1　12V 电池的典型电流 – 电压特性

蓄电池还有一种自放电现象。一组充满电的蓄电池不接任何负载（即完全空载）下，如果放置较长的时间，自身的能量会逐渐丢失。这个储存能量丢失的时间和电池所采用的化学物质有关。镍氢电池可以是 24 小时，而锂电池可以是几年。

使用多年以后，经历了多次充电放电的循环，蓄电池能够存储的容量逐渐下降，这时，可以认为蓄电池寿命的结束。蓄电池寿命取决于它的工作情况 经历充放电的次数，放电深度等。即使是后备式蓄电池，处于浮充状态（总是处于充满状态），平时完全充满，5 至 10 年以后需更换。

电池的种类很多，铅酸化学电池、镍铬电池等等。每种电池都有自己与众不同的特性。因此研究电池的性能需要大量的时间，对于电子电源设计工程师来说，一各更好的方法是 找到愿意和你紧密合作的电池制造商，借助他们的技术经验。

4. 太阳能电池

太阳能电池是一种很有发展前途的电源。太阳能电池是一种二极管陈列，当太阳光照射时会产生电流。事实上所有的集成电路芯片都对光会有反应（所以EEPROM可以用紫外线来擦除数据）。但是，太阳能电池是通过优化处理，在单位光照面积上，能够产生最大的电能。太阳能电池的电流 – 电压特性（$I-V$）特性类似于一个整流器（区别仅在于太阳能电池是产生能量而不是消耗电能）。$I-V$ 曲线是一个电流的对数函数形式。图 1 – 2 为理想的太阳能 $I-V$ 曲线。和你最初希望的形式相反，这个曲线给出的是电流和电压的关系。利用图 1 – 2 可以得到输出功率与电流关系（功率 = 电流 × 电压），可以发现存在一个功率最大点，如图 1 – 3 所示。实际工作中，这个最大功率输出点需要外接一定的负

载,否则,开路和短路时都没有送出功率。外接变换器要求工作于最大功率的左半部分,输出电流增加,输出功率也随之增加。如果工作在最大功率点的右半部分,超出峰值功率,系统会不稳定。如果变换器要输出更大的功率,那就要输出更大的电流。但是,根据 $I-V$ 曲线,电流增大就会使功率减小,就需要更大的电流。这样在图中就进入最大功率点的右边部分,功率沿着曲线下降。找到的功率最大点,同时又保证系统不超过这个点,一直是设计应用太阳能电池的挑战性课题。

一些应用太阳能电池的变换器,它们的工作原理类似于反激式变换器:在一个周期的一段时间是让电流对地短路,在剩余的时间里,再把能量释放在一个电感里。这给太阳能电池带来一个问题:由于是在半导体器件,内部存在一个和电压、温度有关的电容。这个电容会对与其并联的器件产生瞬间的浪涌电流,直至被放电放完。电容上的电压也不能很快上升,充电时电压是按照一定的斜率上升的。这个充电时间一般需要几个毫秒,反激式电路的最高开关频率可以由此设定。

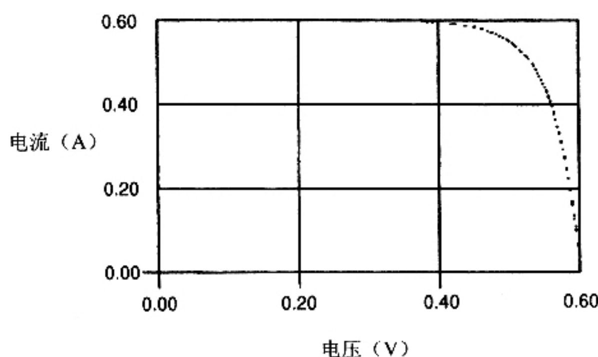


图 1-2 太阳能电池的典型电流-电压曲线

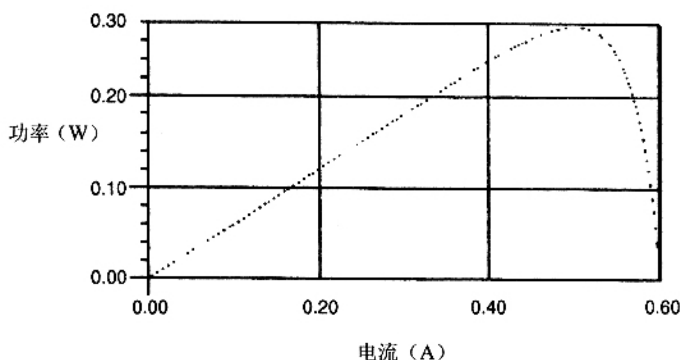


图 1-3 太阳能电池存在一个最大输出功率点

第二节　负载

1. 高速的要求

很多读者可能都知道,微处理器电源的输出电压为 3.3V 阶跃负载的响应是 30A/μs。根据图 1－4,如果负载从空载到 7A 变化 响应时间少于 1μs。如果开关电源的带宽为 20kHz(一般水平的开关频率),那就需要 1/20kHz = 50μs 来完成这个负载引起的变化,需要容量为(7A/2) × 50μs = 175μC 的电容来支撑输出电压,以免大电流放电造成电压下降。如果对 3.3V 的电压允许有 2% 的误差,即 66mV,那么在这个阶跃负载的动态过程中,需要的提供支撑的电容大小应该为 175μC/66mV = 3mF!

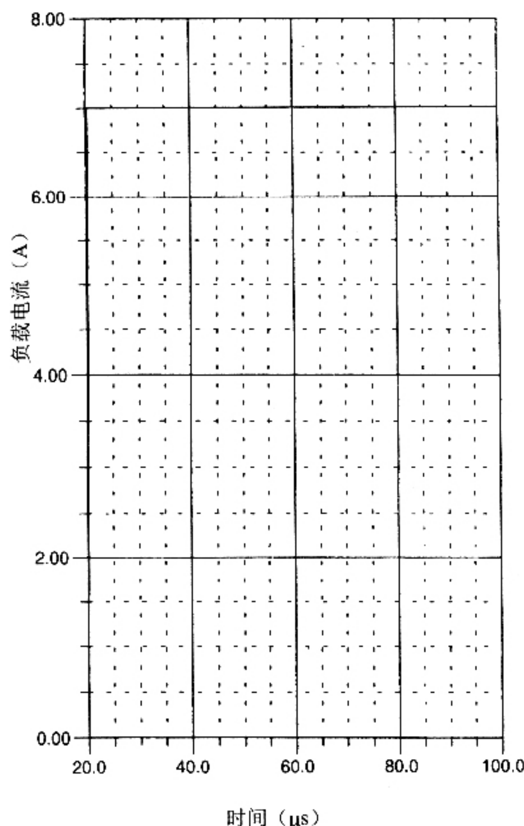


图 1－4　小于 1μs(在 20μs 处)的 7A 负载阶跃变化

值得注意的是,不能用单个容量为 3300μF 的一个电容作为变换器的输出电容,应该

用多个小容量的电容并联的办法。因为电容的等效串联电阻(ESR)会使母线上电压下降(见图 1－5),这种电压下降和变换器的带宽没有关系。因此选用最大 ESR 不超过 9mΩ(60mV/7A = 9mΩ)的电容。如果选用 100mΩ 的电容,那就需要 11 个电容并联。选用价格低廉的 330μF 的钽电容比较合适。以上计算忽略了从变换器的输出到负载之间连接线的电感和电阻。如果连接长度较长,那么对电流的性能要求将更高。

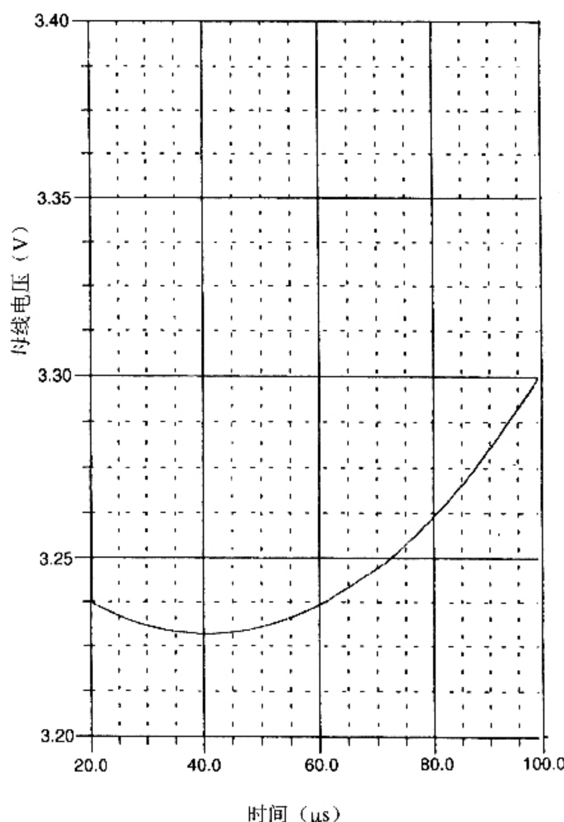


图 1－5 母线电压的阶跃响应

以上计算当中,还有一个假设,就是变换器的大信号响应是足够快的。第六章有关稳定性问题将详细讨论这个问题。但必须确保控制回路中的误差放大器有一个足够快的电压上升率来牵引变换器的小信号响应,但有时难以实现。变换器的大信号的带宽不会比小信号的带宽宽,如果误差放大器电压上升率不够快的话,大信号带宽会更窄。

上述计算的例子清楚地表明了,要实现小型化,带宽较宽的变换器的和高速的误差放大器很重要。在当今工业化的时代,这是把变换器的开关频率提的越来越高的主要原因(带宽不能超过开关频率的一半)。目前一些高速变换器的开关频率为 2MHz,其带宽超过 100kHz。

2. 低噪声要求

有些负载要求电源的噪声很低。对电源工程师而言，1mVpp 纹波噪声（即噪声的峰峰值为 1mV）并不算很高的要求（包括上面介绍的动态响应过程）。

实用提示 超低噪声要求的位置通常位于变换器的输出端，希望为数量庞大的 TTL 芯片提供 10A/5V 的电源。在忙于复杂滤波器的设计之前，建议最好与用户作个深入的探讨，搞清楚是否确实需要那么低的噪声。有时，用户自己也没有做过详细的考虑，他们过高的指标要求，会极大地增加电源工程师设计的难度。

射频功率放大器需要低噪声的要求。例如在移动电话中，变换器需要为放大器中的门极和漏极提供电压（放大器一般采用 FET）器件。如果在电压中含有与变换器开关频率相同的纹波，那么放大器的输出也会带有纹波，因为输出功率是由于门极和漏极的电压共同决定的，事实上，就是采用改变这些电压的方式控制输出功率。由于放大器输出的是射频，纹波会以位于载波频率附近的谐波群的形式出现。纹波（或谐波）是有害的，因为它们会产生一个新的谐波群，并被接收器解调以后，直接变成了另一个信号。

不管是输出电容的等效串联电阻（ESR）与电感电流峰峰值相乘产生的电压纹波，还是由于二极管开关过渡引起的开关噪声，在低噪声要求的电源中，都需要认真对待。对于上述低噪声的要求，采用增大电感和多并联输出电容的方法是不切实际的。唯一的方法是在主变换器的后面增加一级线性调节器，或再增加一级滤波器。

变换器的后面增加一级线性调节器并不是期望中的，因为它会减低整个变换器总的效率。图 1–6 所示在输出主滤波器后面增加 LC 滤波器意味着多了一个滤波器极点。这种方案需要考虑反馈信号应该从哪一点取。最简单的方法还是从原来变换器输出电容上取反馈信号，这样，整个变换器只有两个极点，系统容易稳定，不需要考虑后面接了多大的滤波器。但是外加滤波器在控制环路之外，处于不受控制的状态，阶跃负载时容易出现振铃，使电源性能下降。

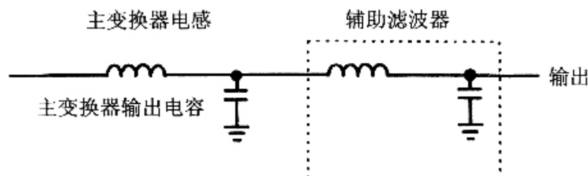


图 1–6　增加一级 LC 滤波实现低噪声输出

更好的方案是从后接滤波器的输出端取反馈信号。但这种取样方法会引入两个极点。如果引入的这两个极点频率不高，容易使变换器产生振荡和不稳定。

实用提示 建议选取后接滤波器的谐振频率大约为变换器带宽的 10 倍,引入的相移可以通过补偿器进行补偿,并在开关频率处保持有足够大的衰减。为了减小变换器的输出阻抗,一般选用小电感、大电容。

通常,后接滤波器的电感一般较小,一般为几百纳亨至几毫亨。铁氧体电感会有电流直流分量问题,建议选用金属铁粉心磁芯(MPP)。制作时使输出母线过磁芯,一匝就可以。

最恶劣的负载是同时要求低噪声和快速动态响应。需要把以上介绍的几种方法结合起来,一起运用。

3. 再谈蓄电池

前面已经介绍过,蓄电池并不是理想的电源。实际上,作为负载,蓄电池也不是理想的。众所周知,对蓄电池充电时,不能把一个电压源与蓄电池简单相接就可以,否则会流过很大的充电电流,因此需要对充电电流进行控制。

手册中充电电流一般用专门术语'C'来表示(放电电流相同)。例如,对容量为 20A·h(安·时)的蓄电池以 4A 电流进行充电,充电电流为 $C/5$(一般不说成 0.2C)。"1C"表示用 1 小时的时间把电池充到额定容量的电流(20A × 1h = 20A·h)。注意,"C"表示电流,以安(A)为单位,电池的容量以 A·h 表示。

为了能够把蓄电池充电充满,不要让原电池放电到零,那样会损坏电池,第一次充电(初充)需要用较大的充电电流进行充电。(究竟要多大?充电电流越大,效率越低,因为蓄电池会发热。如果系统中不需要马上用蓄电池,$C/20$ 的充电电流是一个好的选择。)充到容量的 80% ~ 90% 以后,逐渐减小电流。为了避免电池出现过热,最后一个阶段的充电电流不宜过大。持续大的充电电流还会导致难以辨识蓄电池的真实状态,因为这个时候电池的端压很大部分是由于其内部电阻在大电流作用下产生的。如果过冲,有些类型的电池会发生严重的损坏。由于电池内部化学反应、效率方面的原因,一般充电的容量需要比放电可利用的容量多 5% ~ 10%。电池还存在自放电现象,因此即使不用蓄电池,平时也需要对其进行小电流充电。

充电最后一个阶段称之为涓流充电(或浮充),浮充阶段控制的是电压,而不是电流。浮充电流可以很小,甚至小到难以测量。对 12V 的密封铅酸电池来说,浮充电压一般为 13.6V + 30mV × (T - 25℃) ± 0.2V。完全充好以后,浮充电流可以是 $C/1000$,仅几毫安。

因此,正确处理蓄电池需要很好地测量电流(小到几毫安,大到几安)、电压(200mV/13.6V = 1.5%),以及很长的累积时间(连续充电 20 小时)。这种应用情况会让你变换器中的处理器工作得并不轻松。你准备好了吗?

4. 电话机

电话机已经有 100 年左右的历史。很多电话机并不是由半导体元器件制成的,而采用数量众多的钢、铜等金属装置。电话机通过电话线供电,而不是由电话机所在位置'本地'供电。这就是为什么即使'本地'停电,电话机照样能正常工作。电话机和它的供电系

统之间距离可以很远,这样线路上不可避免地会引入可观的电阻和电感。

电话机有 3 种工作状态:闲置状态、振铃状态和通话状态。三种状态的特性差别很大,在不同国家,每一种状态特性也会不同。

为了反映振铃时驱动电话机的复杂情况,请考虑一些数据。在振铃状态,电话机可以看作是一个电阻和一个电容串联以后在低频正弦电源的激励下振荡,电话机上的正弦电压最低是 40V 美国或 35V(德国)。由于电话机离电话公司的距离很长,线路上会产生很大的压减,所以供电电源的电压要比 40V(35V)高。美国的电话机内部由 4kΩ 的电阻和 8μF 的电容串联,电源电压为 20Hz 正弦波。德国的电话机内部由 3.4kΩ 的电阻和 850nF 电容串联,电源频率为 25Hz。而法国的电话机电阻大于 2kΩ,电容小于 2.2μF,电源可以是 25Hz 或 50Hz,由驱动器是否为差分形式决定。电子电话机的等效电阻大小相差很大,可以从 6kΩ 到 60kΩ,甚至更大的范围。除非是为各个国家定做,否则供电电源很难区分这么多种类的电话机。供电电源需要能够同时为 5 台不同种类的电话机供电,无论是传统机械式的,还是现代电子式的。

快捷的计算($x_C = 1/(2\pi \times 20\text{Hz} \times 8\mu\text{F}) = 1\text{k}\Omega < 7\text{k}\Omega$)表明,美国的电话机由于其电容大,基本上呈电阻特性;德国的电话机($x_C = 1/(2\pi \times 25\text{Hz} \times 850\text{nF} = 7.5\text{k}\Omega > 3.4\text{k}\Omega$)呈电容性;而法国的电话机在不同的供电频率下($x_C = 1/(2\pi \times 25\text{Hz} \times 2.2\mu\text{F}) = 2.9\text{k}\Omega > 2\text{k}\Omega$,或者 $x_C = 1/(2\pi \times 50\text{Hz} \times 2.2\mu\text{F}) = 1.45\text{k}\Omega < 2\text{k}\Omega$),可以呈电阻特性,也可以呈电容特性。电话机电源需要能够提供相位从 0°到 90°的正弦电压,实际上还要加上线路上的压降,这样电源的总负载还可以呈感性,相移为 –90°。

当用户提起话筒,处于通话状态时,电话机呈现为一个 200Ω 的电阻特性。从振铃状态的电抗性负载突然变为通话状态的电阻性负载,电话机的供电电源必需迅速改变其输出驱动形式,从峰–峰值为 120V 的正弦电压变为另外一个电压形式,否则会造成输出功率过大(一台电源需要同时为 5 台电话机供电)。由于电话机种类的多样性,用一种测试方法难以确定所有电话机的工作状态,甚至难以确定用户什么时候拿起话筒。例如:美国的电话希望从电流的幅值上来判定(因为美国的电话机等效为一个电阻),但是德国的情况完全不同,因为德国的电话机几乎近似为一个大电容特性,有没有拿起话筒,电流并没有大的区别(虽然功率上有变化),因此只能在相位的变化上来判别。

5. 日光灯管

日光灯管是另一种特性很奇怪的负载,由一种称为电子镇流器的电源驱动工作。日光灯管的种类多种多样,常见的有悬挂于天花板上的 4 英尺长的长条型灯管、用于超市里长 8 英尺的长条型灯管、办公桌上的圆环型灯管以及用于停车场的钠灯。各种灯管特性各不相同,最主要的区别是灯丝是否需要加热。不需要加热的,用一对电线就可以了;灯丝需要加热的,还需要增加另一对电线,用于加热灯丝,其他方面的工作原理较为相似,本节内容主要针对灯丝需要加热的日光灯管。

日光灯管的工作原理类似于真空管(有些灯管事实上并不是完全真空的),玻璃灯管内充有特殊的气体(如氩气)和液态汞(工作时,汞被汽化)。灯管的内壁涂有磷粉(类似于

电视机显像管)。通电以后,灯管两端的电压加于灯管内的气体上,气体在电压的作用下从一端向另一端运动。(灯管也有阳极和阴极,只是由于外加的是交流电,没有必要区分极性。交流电代替直流电,可以使每一个极都有机会工作于阳极状态,避免极化效应。)灯管两端极高的电压使灯管内的气体电离,形成等离子。等离子发出不可见光,在涂于灯管内壁的磷粉的作用下,不可见光转化为可见光。虽然日光灯的效率并不是很高,但和白炽灯相比,要高出很多,白炽灯需要把灯丝加热到很高的温度才能发光。

当日光灯关闭一段时间,启动时需要高电压(因为汞是液态的),这时灯管的阻抗很高。冷阴极类灯管(不需要加热灯丝)在打开时正好需要一段时间的高电压;对需要加热灯丝的灯管来说,在施加高电压之前,最好有一个几百毫秒的时间对灯丝进行预热。如果没有预热,灯管的寿命会受到严重的损害。开始的时候,所有的电子镇流器厂家都以这种很差的启动方式启动日光灯,因为早期的电子镇流器设计者都忽略了这个事实。

灯丝预热,并加上高电压以后,灯管启动,此时日光灯管表现为一个齐纳二极管的特性:电流增大一倍,电压降为原来的 10%。增大电流可以增加灯管的亮度,但大电流会影响灯管的寿命。

灯管发光工作时,灯丝继续被加热,但和预热阶段相比,加热的功率已经减小了很多。灯丝基本上可以看作是一个电阻丝,这样就可以减低灯丝的电压。

6. 其他变换器

交换器的一种常见负载是另一个开关变换器。两个变换器串联连接带来的潜在问题,将在第六章有关稳定性方面详细介绍。两个变换器单独工作时都是稳定的,但如果它们串联连接起来,就很可能会出现振荡不稳定。这种现象十分普遍,其中的原因与开关变换器的负输入阻抗特性有关:输入电压增大,会导致输入电流减小,因为变换器是一个恒功率负载。众所周知,负阻抗负载经常以各种形式(有意或无意的)用于自激振荡器中。

第三节　安全

开关电源通常会产生高压,或由交流电力电源供电有关系。人身安全十分重要。即使在项目时间压力很大的情况下,安全问题也不能有丝毫的松懈。

下面这则作者亲自目睹的可怕事故,希望能给读者在人身安全方面留下深刻的印象:作者正在实验室里用 277V 的交流电源做实验,一位工程师不幸无意间碰到了位于电路中的这个高电压,并被击中。这位工程师先是仰面倒在工作椅上,然后连同椅子一起翻到在地,倒在地上抽搐了一分多钟的时间。可能是向后倒的姿势救了他的命,因为这种姿势使他和电源脱离开来。

触电时的杀手是电流,而不是电压!这一点很重要,可以作为工作中的警句。几毫安以上的电流流过心脏,就可以使人窒息。具体电流的大小会因不同的条件因素(如湿度,手心有没有出汗等情况)会有所不同。

通常人们认为一些制度过于保守：人们觉得自己的工作电压并不高，只有 12V、60V，或 120V(交流)。事实上，1.5V 的电池就可能产生严重的电击。所以，安全问题绝对不可大意。

不知大家是否注意到，金属示波器的外壳与信号输入的一个端子和地是连通的。很多实验室里的示波器并没有真正的接地，而是浮地工作的。这种情况很容易发生：虽然示波器的插头是三线有接地端的，但经过多个电源转接插座，其中有些电源插座的插头只有两线，并没有地线插头，这样造成示波器的接地端并没有连到大地，外壳处于带电状态，这是非常危险的。对电源工程师来说，真正的三线电源插座是很重要的。

为每一台示波器配置隔离装置虽然需要些钱，但对人身安全是很有好处的。否则，万一发生触电死亡事故，那赔偿金就远不是买几台隔离装置的钱了！

另一个需要注意的实际问题是，电源装置带电工作，工作人员却离开了实验室。没有人在场的情况下，让电源装置通宵工作，是很不安全的，即使是进行烤机实验。对这种长时间、或通宵工作的实验，应该安排人员监护看管，以免发生意外。

第二章　电路拓扑的实用选择

第一节　概述

在进行变换器的任何设计工作之前，首先要选择电路拓扑。这是一项非常重要的工作，其他所有的设计选择——元器件选择、磁芯元件设计、环路补偿等等都取决于它。如果电路拓扑发生改变，这些也必须随着改变。因此，开始着手设计之前，最好花一些时间仔细检查电源的要求和技术指标，以保证能选取合适的电路拓扑。

但是该如何选择呢？许多有关电源方面的书籍大都仅仅描述几十种电路拓扑，并一般性的介绍每一种电路的工作原理。但是很少或几乎没有关于每一种电路优缺点方面的介绍。当然也没有介绍关于如何从众多电路中选取出一种合适电路的指导方法。但是事实上，最新的综述论文已经说明，仅仅谐振变换器的电路拓扑数目就达上百种之多。

本章将介绍一些更实用的内容。我们只介绍六种左右中小功率电源中广泛采用的电路拓扑，并且详尽介绍各种电路的优缺点。本书并不能给出绝对的具体选用哪一个电路的指导。因为，事实上其中几乎任何一种电路对于给定的应用都是可行的。但是本书将给出强烈的建议 哪些电路拓扑何时不应选用，并给出不能选用的条件和理由。在关于一般性考虑问题的第二节中，我们列出了各种规则，可以作为选择电路拓扑时的考虑依据。本章的其他部分讨论了常用的电路拓扑，以及与电路选用规则相对应的电路特点。

第二节　一般性考虑

1. 升压或者降压

在选择电路拓扑之前，常常碰到需要考虑的问题是电压或输出电压比输入电压高还是低，在整个输入电压范围内，是不是都能够保持这种状态。例如buck电路只能实现降压，所以在任何时候，输出电压只能比输入电压低。（有关具体各种变换器的内容，将在后面的小节里介绍。）如果输入电压是 24V，需要把它降到 15V，这对buck电路没有什么问题。但是，如果 24V 的输入电压实际波动范围是从 8V 到 80V（如美国军用标准 MIL－STD－

704A)，那就不能再用buck电路了。因为不能用buck电路来实现8V输入、15V输出。

2. 占空比的实际限制

而且对开关变换器来说，还有一个实际的限制，即电路中能做到多大或多小的转换率(即输出电压除以输入电压得到的比值)。首先，对变换器来说，能够实现的占空比(定义：占空比=导通时间/开关周期)都有最大值和最小值的限制。一些电路拓扑中，占空比的最大值上限不能大于50%。在任何情况下，买来的通用型PWM芯片，通常不能保证其占空比达到85%以上。同样，在任何情况下，其中的很多芯片在占空比小于5%的情况下，就不能正常工作：虽然开关频率是合适的，但无法足够快地驱动MOSFET的门极，使损耗在一个合理的水平上。

实例

如果开关频率为250kHz，周期为4μs。占空比取10%，那么MOSFET的导通时间仅为400ns。如果MOSFET的开通和关断过程各需要100us，那么几乎大部分时间被导通/关断的动态过程所占用。这样的变换器是低效率的。

实用提示：占空比的选取应在10%(最小值)和80%(最大值)之间，如果没有采取特别的预防措施(所用芯片的类型，大电流的门极驱动器等)不要超过这个范围(对一些理论上最大占空比为50%的电路拓扑来说，占空比的设计取值不应该超过45%)。

对于占空比的限制问题，可以用下面的方法来解决：选用带有变压器的电路拓扑，借助变压器原副边之间的变比，可以得到高得多的变换器电压变化率。然而，这种方法仍然存在限制。如果变压器的变比过大，原副边绕组的漆包线直径尺寸严重不匹配的话，变压器将难以绕制。

实用提示：一般来说，变压器最大的原边和副边变比为10∶1，或是最小变比为1∶10。如果确实需要从一个低的电压升到很高的电压，或者相反，则可以考虑采用两级变换的方案，或者再把副边的几组输出电压串联起来。

3. 多少组输出

和占空比问题密切相关的，是需要确定输出电压有多少组。例如：如果输出超过一组，那么buck电路就不合适了。不同类型变换器的一些实际限制(包括有多少组输出的问题)讨论如下。

在一般的情况下，总存在一些的限制。例如可以发现，一些电源中，某个输出电压的后面又加了一级电压调节器，用来产生另外一种电压。很常见的例子是：一个+5V输出的buck变换器后面，再用一个线性调节器(甚至用另一个开关变换器)，把+5V作为输入，产生+3.3V的电压。为了满足更高水平的动态响应或噪声方面的要求，这种方案在损耗上还是比较合理的。

在最坏的情况下，设计两个独立的变换器可能是明智的选择，要避免设计具有很多个绕组、非常复杂的磁性元件。确实，作者曾经处理过一些很糟糕的变换器（从生产和维护的角度而言），它们都具有很多绕组，设计者认为如果只用一个 PWM 控制芯片，而不需要两个芯片的话，可以节省一些成本，同时为了省钱，设计了非常复杂的变压器，因为他们首先考虑到磁芯元件的成本。在做任何设计以前，要避免陷入这种陷阱。

4. 隔离

另一个需要首先搞清楚的问题是，原副边之间是否需要隔离。电源产品有各种各样的安全标准要求（当然还有 EMI 问题，下面将会介绍），变换器需要有输入和输出之间的隔离。很典型的例于是输入为交流 500V 电源。只要是需要隔离的情况，大量的电路拓扑马上就可以排除在外。例如没有变压器的电路拓扑（buck变换器、非隔离反激式变换器等）。

5. EMI

但愿经常有人告诫你："设计电路一开始就要考虑 EMI 问题，不要等到变换器已经设计好了，才开始去寻找解决 EMI 的办法"。处理 EMI 问题，电路拓扑上可以做很多工作。首先从最基本的方面开始，如果系统是非隔离的，那么就不存在共模噪声。因为系统中没有第三条线！（本书专门有一章介绍 EMI 问题，即第 9 章。这些概念将在第 9 章里详细介绍。）这使滤波变得容易，虽然对设计者来说，总的设计本不容易。

而且，有些电路拓扑本身要比别的电路拓扑具有更大的噪声。一个周期的某些时段变换器和输入部分断开的拓扑（自然，输入电流也是不连续的）与始终连通的电路拓扑是有区别的。对后者滤波更容易，因为陡沿电流少。对输入电流连续的变换器，还要区分电路是工作在断续模式还是连续模式（下面一节将介绍这些概念），因为当电流下降到零以后，同样会出现断续工作状态。同样的道理，连续模式会使滤波更容易。

buck电路就是一个变换器和输入不连通的例子，因为当开关断开的时候，输入电流是零。非隔离反激式变换器，虽然一直有电感和输入部分相联，但是输入电流是否连续，则取决于电路是工作在连续状态还是断续状态。

对于那些声称没有输入纹波的电路拓扑，我建议不要使用。经验显示它们通常具有非常昂贵的磁体。

6. 选用双极型晶体管还是MOSFET

选用什么类型的器件作开关，虽然和电路拓扑的选择没有直接关系。但也属于必须首先需要考虑的问题。原因是不同类型的开关器件，它们的驱动要求各不相同。驱动双极型晶体管比较困难，一般仅用于单开关的电路拓扑。撰写本书时，本书讲述的中小功率电源，不管是商用换是军用，至少 90% 采用MOSFET。事实上，除非有特殊原因，可以直接简单地决定选用MOSFET。

所谓的特殊理由之一是成本。如果确定是大批量的订单，虽然目前双极型晶体管要比MOSFET便宜，但是双极型晶体管意味着比MOSFET更低的开关频率，同时磁芯元件将会更大。这样综合算起来的话，晶体管还有价格优势吗？这需要详细的成本价格方面的研

究。

或许你选用晶体管的原因是需要用于高电压的变换器中，如 277V 的离线式变换器。或者用于推挽变换器中，因为推挽变换器中，管子耐压需要 2 倍的输入电压，还要加上动态过程中的振荡电压。你可以买到 1500V 的晶体管，而MOSFET的最高电压却只有1000V。当然，这种情况下，也可以考虑目前作为离线式电源工业标准的IGBT。然而，虽然IGBT的驱动和MOSFET一样方便，但是由于开关速度的原因，最后还是选择了晶体管。

7. 连续和断续

连续和断续指的是指流过电感中的电流有没有中断。断续模式变换器中，一个周期的某些时段，流过电感的电流降为零。两种模式的电路状态也不同。连续和断续模式的不同在于 对于连续模式，最轻负载（包括假负载在内）的条件下，在所有的时间里，一直都有电流流过电感。以下方程中，

$$I_{\mathrm{load,min}} \geqslant \frac{V_{\mathrm{out}} T(1-D)}{L}$$

T 为开关周期，D 为占空比，并假设整流器的正向压降要比输出电压小得多。当然，如果最小负载电流是零，变换器将工作于电流断续模式（除非是以下同步整流情况）。

实用提示：关键的问题是要选择确定连续模式还是断续模式。不要让交换器在负载变化时，一会儿工作于连续模式，一会儿又工作于断续模式，那将会使环路的稳定变得困难。

对以上这个一般性的原则，也有例外的情况，即同步整流。用于同步整流的变换器一直工作在电流连续模式，因此不存在最小电感的要求。

8. 同步整流

目前的很多应用实例中，变换器的效率比（总是要比）成本更加重要。事实上，从消费者的角度来看，一个高效率、即使成本高一点的变换器，最终还应该是合算的。因为电源故障引起停机的代价会很高。例如宁愿多花一点钱，买一个质量好的计算机电源，也比由于电源质量问题，在一个廉价的计算机上多浪费半个小时要合算得多。

当效率变得很重要时，自然可以考虑同步整流，即输出整流部分的功能用有源开关来完成，整流部分毫无例外地选用MOSFET。目前很多芯片不仅能驱动主开关，而且还能同时驱动同步整流开关。因此不必像几年以前那样，担心同步整流部分需要用分立元件来驱动。

正如前面提到的那样，使用同步整流还有另外一个更深层次的原因，即同步整流能够把断续模式转变为连续模式来工作。即使是空载工作，电流能以正、反两个方向流过电感（因为导通状态的MOSFET两个方向都能流过电流）。用同步整流就不用担心工作模式的改变（模式改变不利于变换器的稳定，见第六章），或者最小电感取多少，才能保证变换器工作于电流连续模式。

值得说明的是,同步整流也存在一个不足之处:在同步整流开关开通之前,主开关MOSFET首先要关断;反之亦然。如果这个细节被忽视,将会出现短路情况:输入(或输出)电压将对地短路,并产生很大的损耗,甚至造成损坏。当MOSFET都关断时,这段时间里电路中必须有一个电感电流可以流通的通路。一般来说,MOSFET的体内反并二极管是不能用来流过这个电流的,因为这个反并二极管的反向恢复时间很长。如果MOSFET关断时,电流从体内反共二极管流过,那么在恢复时间,其结果就如同短路。为了得到可能解决这个问题的方法,请考虑图2-1b。

为了寻找解决这个问题的办法,可以考虑用肖特基二极管和MOSFET的体内反并二极管并联。两个MOSFET都关断时,因为肖特基二极管正向导通压降要比MOSFET的体内反并二极管低的多,所以电流将全部从肖特基二极管上流过,而不会流向MOSFET的体内反并二极管。而二极管的反向恢复时间,取决于原先导通时所流过正向电流的大小,这个正向电流完全被肖特基二极管所旁路,所以可以忽略体内反并二极管的反向恢复。

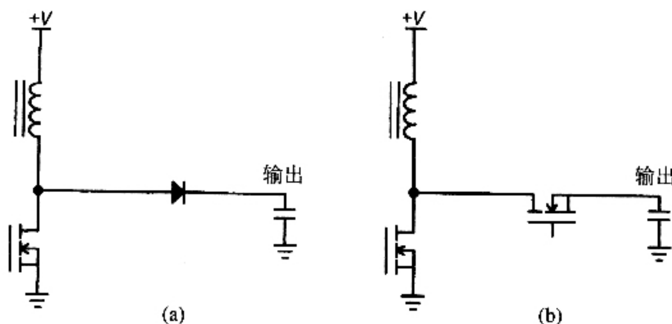


图2-1　(a)采用二极管的非同步整流式变换器
(b)采用MOSFET的同步整流变换器

9. 电压模式控制和电流模式控制

或许你已经注意到,在本书第一章关于首先需要考虑的一般性问题里面,并没有提到电压模式控制和电流模式控制。因为这仅仅是一个控制方面的问题,几乎每一种电路拓扑都可以用电压模式和电流模式控制进行控制。有一种观点,对选择电压模式控制还是选择电流模式控制影响很大:如果电流很大,电流模式控制需要检测电流,而检测电流要么用电阻(会产生很大的损耗),要么用电流传感器(价格昂贵)。电流模式控制带来的一个优点是可以直接方便地限制电流。因此,如果需要很大的输出功率,有必要考虑控制模式的选择方案。

10. 结论

对变换器的工作环境知道的越多,事先方案的设计选择工作就可以做得更好。事先选择合适的方案,比以后在已经确定方案的条件下去改动,要合算得多,也可以节省更多的时间。

实用提示 列一张变换器的技术指标清单，仔细检查每一项所列的条文。你会发现这些指标有哪些限制，只有一种或两种可能的电路拓扑是合适的。再根据成本和尺寸大小的要求，电路拓扑的选择就会变得容易。表 2－1 总结了这一章介绍的各种选择方法。

表 2－1　电路拓扑结构的选择清单

1.	升压或降压　输入电压总是比输出电压高或低吗？如果不是就不能选择buck变换器或非隔离反激式变换器
2.	占空比　输出电压和输入电压是否相差 5 倍以上？如果是，就可能要用变压器。计算合适的占空比，不要使占空比太小或太大
3.	需要多少组输出电压？　如果多于一组，除非再后接电压调节器，否则就可能需要变压器。输出电压组数很多时，建议用多个变换器，这是明智的方案
4.	需要隔离吗？　多高的电压？如果需要隔离，那就需要变压器
5.	EMI 有什么要求？　EMI 的要求很高，建议不要用输入电流不连续的那些电路拓扑，如buck变换器。并建议让变换器工作于电流连续模式
6.	成本要求高到需要选用晶体管吗？　对离线式电源来说，也可以用IGBT。否则就考虑MOSFET
7.	电源需要空载工作吗？　如果是，建议变换器工作于电流断续模式，除非是同步整流
8.	能够用同步整流吗？　同步整流不管负载大小如何，都可以使变换器工作于电流连续模式
9.	输出电流很大吗？如果很大，选用电压模式控制要比电流模式控制好

第三节　buck变换器

现在开始从讨论变换器一般性的问题转向介绍具体的电路拓扑，这里假设读者已经知道buck变换器。后面将给出具体的例子（图 6－17）。这一节并不概述具体的各种电路拓扑，而主要集中介绍各种电路拓扑存在的实际难点和相关的问题，以及可能妨碍它们正常工作的一些问题。首先把思路集中在这些问题上，通过重点介绍一些可能在设计时会花费大量时间的、并且可能成为电路隐患的环节，进一步选择更好的电路拓扑。

1. 限制

正如上一节一般性问题里面介绍的那样，buck变换器存在着许多限制，需要在具体设计电路之前加以考虑。

（1）buck变换器电路上很清楚，只有一个电感，没有变压器。这就意味着输入和输出

之间不可能有隔离。

(2)buck变换器只能对输入电压进行降压变换：如果输入电压比输出电压低，变换器就不能正常工作。(但是，见了一节关于buck－boost电路)可以用buck电路产生一个负的电压。图2－2为这种变换器的电路结构。当开关导通时，电感中的电流以某一斜率形式上升。当开关关断时，电感电流送到输出电容上，并在电容上产生负的电压。

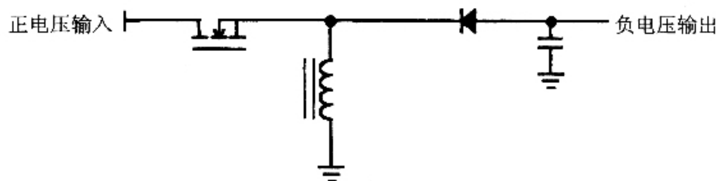


图2－2 用buck变换器把一个正的输入电压变换为负的输出电压

(3)buck电路只有一路输出。如果恰好需要把5V变为3.3V，那很合适。但是如果需要多路输出电压，除非愿意采用第二级电压调节器，如后接线性调节器，buck电路就不能使用。

(4)虽然buck电路既可以工作于电流连续状态，又可以工作于电流断续状态，但是输入电流总是断续的。这就意味着每个周期里，当开关关断时，输入电流为零。输入电流断续会使EMI滤波器要比别的电路拓扑更大。

2. 门极驱动困难

buck变换器开关的门极驱动虽然不会成为问题，但是很麻烦。难处在于驱动N沟道的MOSFET时，门极电压至少要比输入电压高5V，或更有可能是高出10V(分别对1V和5V逻辑电压的MOSFET来说)。但如何产生比输入更高的电压呢？解决这个问题最容易的办法，毫无疑问是选用P沟道的MOSFET，这样，只要把门根电平拉到地就可以开通了。但是P沟道MOSFET的导通电阻要比N沟道的MOSFET大，损耗会更大。除非是输入电压低于20V的场合，否则就可以不用考虑P沟道MOSFET的方案。使用P沟道MOSFET一般都会经历这样的过程：使用下拉关断电阻，无法得到与所期望效率相对应的开关速度。因此经过几天不成功的实验以后，最终放弃了P沟道，还是回到用N沟道的方案上去。

实用提示：除非是输入电压很低的变换器，一般选用N沟道的MOSFET。

驱动门极的一个通用的方法是门极驱动变压器，可以把驱动电路和门板器隔离开来(图2－3)。

隔离变压器驱动侧的电容，可以防止当门极驱动输出为高电平时，电流的直流成分流过变压器原边。变压器另一侧的电容和二极管可以把电压变为单极性——否则，原边+12V的电压，到副边会变为±6V。门极电阻总是需要的(见第三章关于元件的讨论部分)。

最后需要说明的是:门源极之间的电阻是用来放电的:如果由于某种原因,门极驱动电路停止开关工作,这个电阻能够最终把门极关断。

实用提示:这个门极驱动电路中所用的两个电容,在取值上至少要比MOSFET器件本身的门极电容大10倍——需要牢记的是,MOSFET器件本身的门极电容和这些电容一起组成驱动电路。所以,用以上方法在门极上得到的电压,至少是驱动电源电压的90%。

虽然这种电路相比而言成本低廉,而且工作性能良好。但受到最大占空比的限制,因为变压器需要时间复位。

下面的方法可以快速驱动门极:利用单独推挽式辅助变换器,产生一个以MOSFET源极为地的直流电压(图2-4中的F地)。这个推挽变换器不需要闭环控制,如果输入电压来自于调节器的输出,用固定占空比就可以很好地工作。用驱动芯片直接驱动,驱动电路的地和输入电压同地,这样驱动MOSFET的速度可以很快。作者曾经多次使用该电路,但成本有些高:需要这么多额外元件(可以用555定时器产生50%的占空比)。

还需要把控制信号浮地传送,控制门极。信号不能有太大的传递延时,慢速的光耦如4N48,可以排除在外。为了避免再使用变压器,作者发现型号为HCPL2601系列的光耦,即使在较高输入电压的情况下仍然性能很好,原因是这种光耦有很好 dV/dt 上升率。

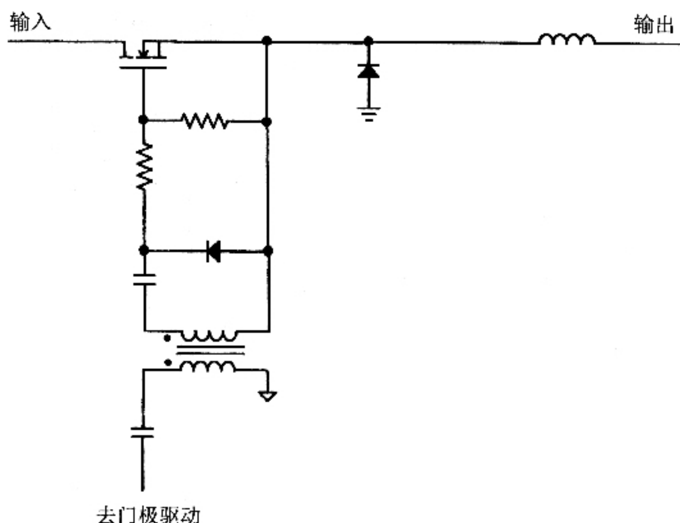


图2-3　用变压器驱动buck变换器的开关



图 2－4　buck变换器开关门极驱动用浮地电源的产生电路

第四节　反激式变换器

1. **两种形式**

反激式变换器有两种不同形式，即非隔离反激式变换器（图 2－5）和隔离反激式变换器（图 2－6）。

图 2－5　基本的非隔离反激式变换器电路拓扑

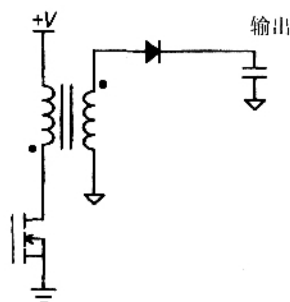


图 2－6　基本的隔离反激式变换器电路拓扑

为了避免名字上的混淆，特意画出上述两个电路。下面简单地介绍它们的工作原理。

对非隔离反激式变换器来说，一个周期内的部分时间（D），开关导通时，电压加于电感上，电流以某一斜率上升，并把能量存储在电感中。（第五章关于磁性元件部分将详细介绍具体的细节。）当开关关断的时候，电感电流经过二极管流向输出电容和负载。

隔离反激式变换器的工作原理完全相似：开关导通时，能量存储于变压器原边的电感中，注意变压器的同名端，当开关关断时，漏极电压要高于输入电压，变压器副边电压高于地，使二极管导通，向输出电容和负载提供电源。

非隔离反激式变换器只有一个输出电压（无法得到多个输出电压）。输出电压和输入电压没有隔离，输出电压不能比输入电压低——即使完全关断开关，输出电压只能等于输入电压（除去二极管的导通压降）。另一方面，如果你正需要只有一组输出且不用隔离的电源，那么非隔离反激式变换器只需要处理只有一个绕组的电感即可。

隔离反激式变换器可以在变压器副边有多个绕组，方便地输出多组电压。各个输出电压都和原边隔离，而且各组输出电压可以任意大小，仅仅通过调节变压器的变比就能够实现。和非隔离反激式变换器相比，这时的磁芯元件已经是多个绕组的变压器了（见以下说明）。

2. 与升压电路名字的混淆

通常，人们把非隔离反激式变换器称为‘升压变换器’（boost电路）。本书不再引用‘升压变换器’这个名称，而用‘非隔离反激式变换器’和‘隔离反激变器’的名字。对应的电路如图 2－5 和图 2－6。正如第六章介绍的那样，反激式变换器最大的特点就是在开关周期的一段时间里磁芯元件存储了能量。也正是这个原因，我们对这两种电路使用同样的名字。

实用提示：当看到有关称为‘反激式变换器’和‘boost电路’时，仔细看一下电路图，搞清楚所说的到底是什么电路拓扑。各种文献上称法也不太一致，有很多混乱的名字。

3. 连续和断续

两种电路都可以工作于电流连续模式，也可工作于电流断续模式。一般地，虽然，反

激式变换器需要能够在没有假负载的条件下空载工作(空载时,开关关断,直到输出电容被放电,然后再开通一个脉冲,这就是所谓‘脉冲跳变模式”,也有其他类似的称法)。空载时,电路工作在电流断续模式。如前所说,由于变换器闭环控制方面的困难,最好不要改变电路的工作模式。反激式变换器最常见的工作模式是电流断续模式。

4. 电容的限制

当反激式变换器的开关关断时(更多的细节,见第五章磁性元件的讨论内容),存储于原边电感中的能量从副边送出。由于副边没有电感,全部的峰值电流流入电容。功率很大时,很难找到可以处理很大电流纹波的电容器。首先要计算出电流的有效值,才能知道电容器是否能够处理这些纹波。以下例子可以说明这个问题:如果变换器输出电压为5V,电流为10A(这基本上是反激式变换器的极限,见以下内容)。在这个功率点上占空比为50%,变压器在半个周期里需要传递整个周期50W的能量(因为占空比为50%)。二极管导通时流过的电流比负载电流大一倍,变为20A。所以有效值为

$$I_{RMS}=\sqrt{\frac{1}{2}(20A)^2}=14A$$

这么大的电流需要多个电解电容或钽电容并联才行,或者使用昂贵的MLC电容。反激式变换器输出电容损坏的主要原因是由于电容不合适。

5. 输出功率限制

反激式变换器有一个最大变换功率问题,低输入电压时大约是50W。(或许你听说过有人做了500W的反激式变换器,但是没有听到这种变换器能够在生产线上批量生产。)在任何情况下,输出功率和电感是成反比的。为了得到大的输出功率,电感量就要取小(具体计算见第五章关于磁芯元件部分)。现在再来看50W的反激式变换器,在合适的开关频率下,电感量已经很小了(和分布参数差不多大小)。设计者很难在生产中保持这些参数的一致性。例如,磁芯元件供货商尺寸上微小的变化,将引起电感量的很大的变化,并可能导致无法输出最大功率。

6. 输出绕组的限制

当然,对所有的变换器来说,当绕组的组数增加时,变压器就会变得难以绕制。对隔离反激式变换器来说,这种困难却是非常关键的。输出电压的调节取决于绕组的漏感。由于漏感的存在,使转换到输出端电压减低。所以,为了获得误差很小的输出电压,漏感必须很小,甚至要求可以忽略(几乎不可能),或者每一组的漏感相同,以便可以补偿。但是,如果是多个绕组,那么对每一个绕组的漏感进行控制(甚至是测量和区分)都几乎不可能的。作者曾经看见过有13个输出的隔离反激式变换器。据设计者说:“由于不需要输出电感,反激式变换器要比正激式变换器成本低。”不幸的是,当要进行生产的时候,愿意绕制变压器的厂家(仅找到一家,别的厂家不愿做这么复杂的变换器),最后也没有能够生产出这种变压器,而且以后也没有别的厂家能做。

实用提示 如果输出多于三组或四组,不要用反激式变换器,从长远的角度来说,还是

用正激式变换器更便宜。

第五节　buck－boost变换器

“buck－boost”是一个标准的名字，比别的一些名字更加合适。本书也一直用这个名字。这种变换器并不常用，但是由于具有自己的一些优点，作者估计以后应用会多起来。

正如其名字一样，“buck－boost”变换器既是“buck”变换器，也可以是boost反激式变换器，完全取决于输入电压比输出电压高还是低。这种电路最大的特点就是这个转换是自动完成的（见图2－7），没有外加的转换控制。

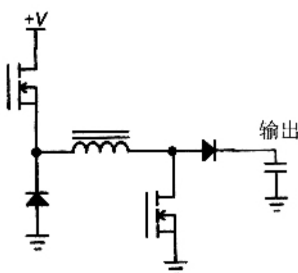


图2－7　非隔离buck－boost变换器

buck－boost变换器中，两个开关要么同时导通，要么同时关断。首先考虑第一种情况，即输入电压高于输出电压。上面一只开关（见图2－7）的作用和buck开关一样，阳极接地的二极管作续流二极管。下面的开关和上面的开关同时开通，全部输入电压加在电感两端，电流上升。开关关断时，电流换到阳极接地的二极管上，另一个二极管自动正向导通。这和buck变换器一样。

第二种情况是输入电压要比输出电压低。接地开关的作用类似于反激式开关，第二只二极管作为续流二极管。同样，两者开关同时开通。开通时全部电压加于电感两端。

仔细观察刚才介绍，在每一种情况下，不管是工作于buck方式，还是工作于boost方式，都是全部电压加于电感两端。这就意味着对两种情况可以用相同的控制，不需要另外用开关把变换器从一种工作模式转换到另一种模式，因此环路的稳定性将更加直接简单。

buck－boost变换器的限制

正如预计的那样，buck－boost变换器的缺点综合了buck变换器和boost反激式变换器各自的缺点。以buck变换器方式工作时，输入－输出之间没有隔离，而且只有一个输出。以boost（非隔离）反激式变换器工作时，存在一个最大输出功率的限制。最后，除非用MOSFET取代肖特基二极管，并使变换器同步工作，变换器的效率是比较低的，还需要有四

路驱动输出的驱动器(或许全桥的 PWM 芯片可以)来实现同步整流。但是,无论如何,这种变换器可以在很宽输入电压范围工作的能力,在加上适合这种变换器工作的控制芯片的出现,可能会使这种buck - boost变换器更有吸引力。

第六节 正激式变换器

同样,为了名字上避免和'boost'相混淆,本书所谓的正激式变换器是指图 2 - 8 所对应的电路。

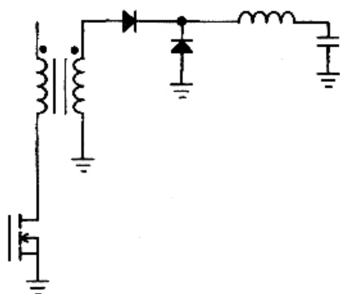


图 2 - 8 基本的正激式变换器电路拓扑

正激式变换器的工作原理和反激式变换器完全不同。请注意变压器上同名端的标法,当变压器原边电压为正时,输出二极管正向偏置,这时开关管处于导通状态。而在反激式变换器里,开关管关断时,二极管才导通。所以正激式变换器就不会像反激式变换器那样,将能量存储在原边的电感上。这里的变压器起到了严格意义上的变压器作用。当开关关断时,唯一存储能量的是变压器的漏感。这是为什么MOSFET的漏极电压高于输入电压,并且能够使磁芯复位的原因。

1. 最小负载

正激式变换器是本章开始时提到的几种变换器中的一种,这些变换器需要有一个最小负载,电感必须足够大,才能保证脉动电流的峰值小于最小负载电流。否则电流就会不连续,并引起输出电压上升。这就意味着正激式变换器不能工作在空载状态,因为无穷大的电感是不现实的。

实用提示 圆环型磁芯,如用金属粉(MPP)制成的磁环用于正激式变换器非常合适。圆环型磁芯的电感量会随着流过电流的减小而逐渐增大。在最小负载时,电感量比较大,以利于电流连续。最人负载时,仍然有一定量的电感量,但其值并不很大。一般而言,输出电压的纹波可以随着负载电流的增加而增大,因此,没有必要设计对应于维持最轻负载

工作时需要的那样大的电感量。

处理最小负载的一个常用的方法是在输出端永久性地接一些电阻(即假负载),并成为变换器的一部分。这样即使没有外接负载,变换器仍然能够保持电流连续模式工作,因为这些假负载电阻需要消耗能量。这样做当然会增加整个变换器的损耗。

实用提示:当外部负载增加时,把假负载关断。但是,这样通常会引发振荡,关闭假负载,变换器就进入电流断续模式,这又使得假负载被接通。接通假负载又使交换器变为连续模式,又会导致假负载关掉,如此循环。处理这个问题,需要对变换器效率和电感的成本进行选择。

2. 漏感

不像反激式变换器那样用原边电感存储能量,正激式变换器只有漏感存储能量。当电流流过变压器原边时,存储于漏感的能量为$\frac{1}{2}L_{\text{leakage}}I^2$。这个能量必须有地方可去。最简单的办法是把它消耗掉,要么消耗在 RC 吸收电路上,要么消耗在开关管上。更复杂的方案是在变压器上增加一个额外的绕组,并把能量或多或少地反馈回去(虽然由于耦合漏感,这种方法的效果也不一定会很好),或者用开关型电抗,这通常需要用到额外的MOSFET。不管如何处置这些能量,总是不方便的,而且或多或少影响到效率。最好的办法是绕制更好的变压器,使漏感做得最小。

3. 总结

由于正激式变换器的变压器不需要存储能量,因此不像反激式变换器那样有功率上的限制。正激式变换器也有一个电感,用来平滑输出电容上的电流。功率上正激式变换器可以做到 500W 或更大。功率上的限制来自MOSFET的容量。功率越大,流过MOSFET的电流越大,最终使MOSFET的损耗大到难以承受得程度。这时需要另外一种有多个开关组成的电路拓扑,使每一个开关器件的损耗能够控制在一个比较合理的水平上。

第七节　推挽变换器

推挽变换器有两种基本的电路结构,即电流型和电压型。它们之间的区别可以概括为电流型变换器以电流方式工作,工作波形更好,但成本更高:需要一个较大的电感。

本书介绍推挽变换器,而没有介绍半桥交换器,原因是推挽变换器的两只开关是同一个参考地的。虽然上一节已经提到过,目前已经有芯片可以驱动同步整流器的高端开关。但是,一般来说,这些驱动芯片的工作电压并不高。推挽或半桥变换器使用两只开关,它

们处理功率的能力要比只有一只开关的变换器更大，并且可以应用于更高输入电压的场合。驱动半桥交换器还会使用分离元件产生浮地电压的办法来实现，而推挽变换器在这一点上有明显的优势。

1. **电压型**

电压型推挽变换器由两只开关和一个带有中心抽头的变压器组成（如图 2－9）。两只开关相位互反，各工作 180 度。注意，这不等于它们的占空比是 50%，是指它们的占空比相同。其中的一只开关在前半个周期工作，另一只开关在后半个周期工作。图 2－9 中，如果左边的开关导通，则右边的开关关断。注意变压器同名端标记的位置，变压器的半个绕组承担全部输入电压，开关关断时漏极的电压为 $2\times V_{in}$。如果左边的开关导通，下面的二极管在正向电压的作用下导通，上面的二极管反向截止；当右边开关开通时，工作情况完全可以类似分析。因为两只开关的导通时间是相同的，如果在一个开关周期内输入电压 V_{in} 保持恒定，那么变压器的伏－秒总和为零，磁通在零高斯上下对称工作。

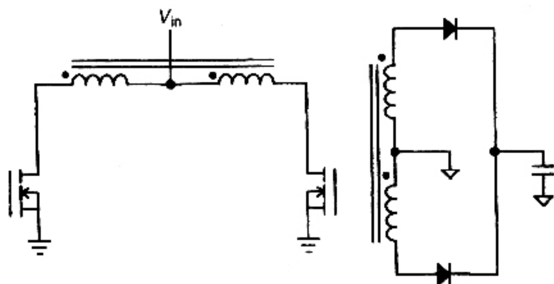


图 2－9　电压型推挽变换器

这种变换器最大的问题，是要求开关器件的耐压比较高，至少是最高输入电压的 V_{in} 的两倍。如果整流以后作为推挽变换器输入的电压为 120V，那么开关器件的耐压至少是 $2\times120=240$V。实际工作中，正如第一章所说的那样，交流电源的环境是很恶劣的。因此往往需要选择 400V 的耐压。而高的耐压意味着开关器件的通态电阻 $R_{DS,on}$ 比较大，因此损耗也会比希望的要大。但不管在什么情况下，如果输入电压中浪涌超过 200V，一个开关周期内管于就会损坏。

另一个潜在的问题是，一只晶体管的关断和另一只晶体管的开通之间必须有一个时间间隔（死区时间）。如果两只晶体管同时开通，那么变压器就完全短路，电流将快速上升，电流的限制只能依赖漏感——这是造成损坏的很常见的原因。晶体管的容量大小也应该相同，以避免变压器的饱和。实际工作中，可以采用电流型控制来解决（饱和的概念见第五章，电流型控制见第六章）。

2. **电流型**

电压型推挽变换器表现出来的对电压敏感的问题，在电流型变换器中得到了很好的

解决。因为电流型变换器在输入和变压器之间串接了一个电感。这样,当晶体管开通时,电流的上升受到了电感的限制,如图 2－10 所示。这个结构还克服了另外一个问题,即一只开关开通之前,另一只开关必须关断！在电流型推挽变换器中,即使两只开关同时开通,由于有电感作用,电流还是能够得到限制。

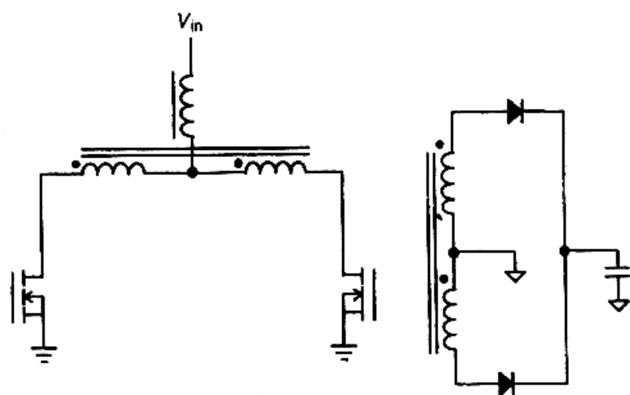


图 2－10　电流型推挽变换器

这种变换器的不足之处在于增加了额外的电感。这个电感既要流过直流电流,又要提供足够大的电感量,在开关周期内,可以等效为一个恒流源。对中功率的变换器来说,这个电感的体积比较大,价格自然也高。

3. 变压器的利用率

值得注意的是,前面几节介绍的几种电路拓扑(反激式变换器、正激式变换器、buck－boost变换器)都只利用了变压器磁芯的一半 :磁通密度从零上升到最大值,然后又回到零,但不会进入负的区域。推挽变换器能够很好的利用变压器,其磁通密度既可以正,也可以负,和单开关变换器相比,在同样的功率下,磁芯元件的尺寸可以更小。

第八节　谐振变换器和软开关变换器

几年以前,几乎所有的地方都有关于谐振变换器的文章！谐振变换器显得很神奇！好像每一人都应该使用这些谐振变换器。(作者认为,这种流行的趋势正在消退。)如果你勇于冒险、敢于尝试,或许你已经在实验室里花了几个星期或几个月的时间,做了一次有关谐振变换器的时髦的工作。

与此相反,名声不大的软开关却看起来更加实用 :很多被称之为谐振变换器的电路,实际上是软开关变换器。软开关的另一个名字叫"准谐振开关"。

本章一开始已经提到，谐振变换器或软开关变换器的种类有几百种之多。所以本节仅仅介绍那些对研究有帮助的几个方面。

1. 谐振变换器和软开关变换器的区别

谐振变换器的电压电流波形为正弦波，正弦波是由谐振回路的电容和电感谐振实现的。电容通常（但不总是）为寄生电容。当电压和/或电流过零时开始谐振。这些变换器的开关通态损耗远远大于开关损耗。但是由于开关频率的大小取决于谐振回路的频率，所以变换器实际开关频率是变化的，并且有时变化很大，开关频率与负载和输入电压有关。

软开关变换器是一种处于谐振变换器和PWM变换器之间的变换器。上一节介绍的各种电路拓扑通过适当的添加额外元件，都可以成为软开关变换器。和PWM工作一样，软开关工作的开关周期是固定不变的，但是在开关转换的这段时间里，形成谐振回路，所以开关过程的损耗仍然可以很小。

2. 为什么不选用谐振变换器

谐振变换器存在许多问题，不仅仅是开关频率随负载和输入电压改变而变化问题。在常见的谐振变换器里，最低谐振频率出现在最大负载的情况下。因此，EMI滤波设计必须是几种最恶劣情况的组合：最低的频率、最大的电流。当设计包括EMI滤波在内的实际变换器时，高频带来小体积的好处，可能会由于体积很大的滤波器（包括EMI滤波器）而失去。以后如果有人告诉你谐振变换器的功率密度为 $100W/in^3$ 的话，可以问一下，如果包含噪声滤波器在内，功率密度又将会是多少。

由于普遍使用容性分布寄生参数作为谐振回路的元件，谐振变换器会有更严重的问题。虽然实验室做几台是可以的，但无法用于大批量生产。问题的原因在于这些分布寄生参数对不同的元器件来说分散性很大：不同厂家生产的相同型号的两个元器件，它们的分布寄生参数会相差很远。这种差异直接影响到变换器工作的开关频率，而开关频率直接影响输出电容和EMI滤波器，等等。对这个问题的唯一解决办法是外接一些电容，与寄生电容相并联，使得寄生电容本身参数的大小变得不那么重要。但是，不幸的是，外接大电容以后，谐振周期变长了。这就违反了原来设想的高频工作的初衷。

3. 为什么要选用软开关变换器

和谐振变换器相反，软开关变换器的工作频率是固定不变的。这样滤波就容易得多。同样，软开关变换器也使用寄生分布电容。寄生参数的不一致性也会使大批量生产遇到困难。图 2-11 为一种正激式变换器对应的软开关电路。这是非常标准的软开关实现方法，图中还给出了漏极的电压波形。

假设开关导通为初始状态，漏极电压为零。开关关闭，变压器原边电感和外接电容（与MOSFET漏源极极间电容并联，但外加电容要比MOSFET电容大很多。）组成谐振回路。经过半个振荡周期以后，磁芯被复位：LC 的值决定了振荡频率，振荡电压上升的幅度决定了需要复位的伏-秒值。经过半个周期振荡以后，由于变压器没有存储能量，漏极电压回到了输入电压的水平。这个状态一直持续到下一个周期开关开通为止。

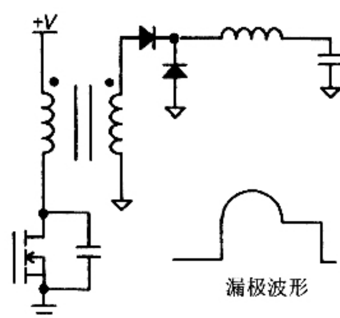


图 2－11　准谐振或软开关正激式变换器

和谐振变换器相比，软开关变换器明显不同的是仍然采用脉冲宽度调制（PWM）控制，即开关管的开关频率是恒定不变的。当然，需要对电容和电感进行仔细选择。如果太大，半个谐振周期将会超过开关周期，磁芯无法得到复位 如果太小，为了在很短的时间内得到所需要的伏－秒值，漏极电压会升得很高。即使如此，把考虑寄生参数将会在一个很大的范围内变化的问题也考虑进去。在这个大的变化范围内，变换器都能够正常工作。

需要说明的是，开关开通的时候，电容上的能量被消耗在MOSFET上。如果电容足够小，问题并不严重。例如电容为 100pF，输入电压为 50V，开关频率为 500kHz，那么电容引起的功耗 $= (\frac{1}{2}) \times 100\text{pF} \times (50\text{V})^2 \times 500\text{kHz} = 63\text{mW}$。

事实上，唯一不利于软开关变换器得到应用的原因，是控制芯片的设计没有相应的同步发展。虽然原来一些应用于控制同步整流的芯片，经过小量的改动就可以用来进行软开关PWM控制。或许，再过一些时候（现在已经有这方面可能成功的专利信息），用于控制较开关的芯片将会得到普及。到那时，软开关变换器将成为一个很好的选择方案。

第九节　复合变换器

复合变换器是指两个（理论上可以更多个）串联而成的变换器。和简单的把两个变换器串联起来的电路有明显的不同 ：复合变换器的整个系统仅仅使用一个控制环路。例如在下面这个由buck变换器和推挽变换器组成的复合变换器里，buck变换器的输入电压为160VDC，buck变换器的输出作为推挽变换器的输入。通过闭环控制，buck变换器的输出电压稳定在一个变化不大的范围内（如大约 50V 左右）；推挽变换器以固定占空比工作，把输入电压进一步减低（如降低到 5V）。通过对输出 5V 电压的检测，构成闭合回路，误差信号用来控制buck变换器的占空比。这样，虽然推挽变换器看起来好像是开环工作（因为以固定占空比工作），但实际上却是整个控制回路上的一个增益环节，处于闭合回路之中的（图 2－12 中，该环节的增益 = 1/10 = －20dB）。

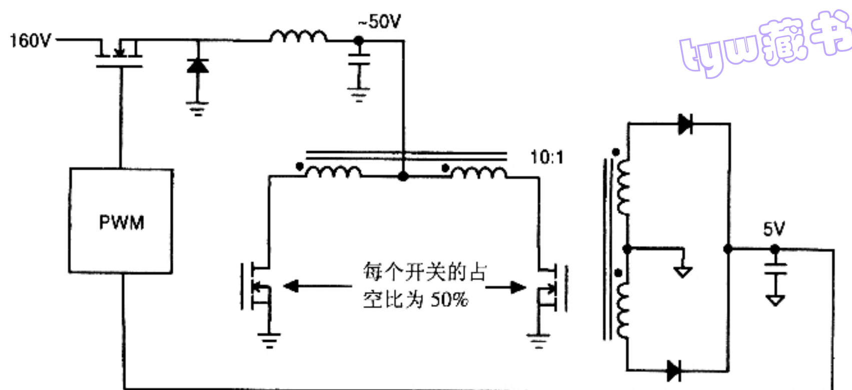


图 2－12　buck变换器和推挽变换器组成的复合变换器，
buck变换器的输出作为推挽变换器的输入

有些情况下，两个变换器可以合用一些元件。在刚才的例子中，buck变换器的输出电容，同时又被用作推挽变换器的输入电容。能够想像得到，在别的一些复合变换器里，电感可以合用。把谐振变换器和软开关变换器也考虑进去，复合变换器的组合种类可以非常之多，这里不一一举例，仅仅对这些复合变换器作些评价，告诉大家在什么时候这种电路可能会十分有用。

什么时候采用这些复合变换器

正如刚才的例子，当升压或降压幅度很大的时候，复合变换器是非常有用的。前面曾经提到过，PWM芯片有占空比的限制，变压器有原副边之间有变比的限制。当所需要的输出/输入电压转换率超过这些实际限制时，复合变换器提供了一种可以进一步扩大转换率的十分有效的方法。

在需要隔离的情况下，如果需要得到很高的转换率，采用复合变换器可能会十分理想。如果两种要求需要同时得到满足，设计起来会十分困难，而把两种需要的指标独立起来，就会变得很容易实现。例如，让前面一级变换器实现电压大小的变换，让后面一级变换器实现隔离，变压器的变比可能是 1∶1。由于第二级总是工作于恒定的输入电压和固定的输出电压条件下，元器件的选择完全可以针对这种固定的工作条件进行优化，变换器的效率可以做得很高。在单级变换器中，由于既需要很大的变换率，又同时需要隔离，因此磁芯元件很难设计，由于两级相互独立，复合变换器在这方面比单级变换器会有更高的效率。

第三章　元器件的实用选择

第一节　概　　述

选择器件需要涉及很多方面的内容。但是,不知什么原因,只有在供应商的使用说明书和疑难手册里才提到这方面的内容。例如,已知电阻消耗功率为 0.7W,在选择器件的时候,仅仅知道应该选择容量为 1W 的电阻是不够的。还应该知道,线绕器件可承受的脉冲功率要远大于 1W。因此,如果电阻只在很短的时间承受 700mW 的功率,就没有必要选用 1W 的电阻。但是,怎样才能知道 0.5W 的电阻可以承受多长时间的 700mW 功率的脉冲呢?

用于电源电路中的器件或多或少都有这样的特点。寻找这些信息的常用方法是通过(有时不行)经验,或者运气好的话,可以通过与学习过最坏情况分析的工程师进行交流来获取有用的信息。我们不提倡依靠运气,本章针对电阻、电容器、肖特基二极管、整流二极管、BJT晶体管、MOSFET、运算放大器、比较器等器件,收集了许多如何进行元器件选择方面的材料。工作在电源领域的新手可以从这些材料里找到许多有用的资料,那些很有经验的工程师也会觉的,本章把所有信息收集在一起,将会给他们的工作带来很大的方便。作者认为,如果你正在阅读这本书,首先,你就可以不需要通过别人告诉你,电解电容是有极性的,因此不会反向使用。在这里,其他显而易见的知识就不再重复了。

第二节　电　　阻

1. 阻值

10.2kΩ,39.9Ω……作为标准阻值,这些奇怪的数字是从何而来的?这些数值在十进(1kΩ 到 10kΩ)范围内(近似地)呈对数分布。实际上,在每个十进制数范围内都有不同数目的电阻(如 48 或 96),这取决于误差的大小。

可以用在PCB板上的电阻都有一个实际的最大阻值。阻值特别大的电阻(虽然对特别的应用场合,它们还是对用的)存在的问题,是电路板上处于不同电位,物理特性很相近

的任意两点之间存在着漏电流。在较严重的情形下,漏电流可等效为一个 1MΩ ~ 10MΩ 的电阻。因此,如果想在电路中放置一个 100MΩ 的电阻,而这个电阻又与这个漏电流相并联的话,那么最终得到的是阻值只有 1MΩ 或 10MΩ 的电阻,而不是 100MΩ 的电阻。平时使用的运算放大器反馈电路就存在这种问题,详见下面一节关于运放部分。

实用提示 避免使用超过 1MΩ 的电阻,除非已经采取了特别的预防措施。

2. 电阻的类型

最早的电阻是由碳材料合成的,现在只能在业余爱者好的商店里才能找到这类电阻。相同的额定功率下,这种电阻的体积要远远大于金属膜电阻,而且实际上,现在这种电阻更贵。金属膜电阻与碳材料电阻有相同的频率响应,因此一定要告诉你的采购人员不要买任何的碳膜电阻。

还有线绕电阻。线统电阻的大小尺寸范围很大,小到微小的 1W 封装电阻,大到巨大的 1kW 变阻器。(后面的内容将介绍什么是变阻器。)这种电阻称为线统电阻,因为实际上 如果切碎这种电阻,可以找到一条(相对的)高电阻值的金属丝,金属丝通常以螺旋形状围绕中心缠绕。听起来好像螺线管才是这样。的确,绕电阻有很大的自感。如果要减小电感,可以通过反方向绕相同的匝数,把电感做得很小。表 3 – 1 列出了本书讨论的电阻的类型并介绍了各自的应用场合。

表 3 – 1 简明电阻选择指南

类型	建议的应用场合
碳膜电阻	已不再使用 ;用金属膜电阻代替
金属膜电阻	通用型,可用于大多数场合
线绕电阻(有感)和变阻器	用于负载电阻
线绕电阻(无感)	用于电流检测、高频场合,如开关波形
分流器	用于检测大电流
PCB走线	用于电流检测(当成本要比精度更关注时)

3. 容差

容差为 5% 的电阻曾经是最便宜的一种电阻,人们曾经把这种电阻用于各种场合——但是现在情况不一样了。如今,1% 误差的电阻可以大量买到,而且价格非常便宜——如果采购员不同意这个观点,那就需要对采购员进行培训了 :没有理由用容差大于 1%的电阻。

对于电阻误差,当需要想尽办法努力减少成本的时候,人们似乎会回过头来问这样一个问题 :真的需要 0.1%那么高精度的电阻吗?就不能用 1%精度的电阻吗?不要在这个

问题上动脑子，除非需要电阻的数目多达几百万个，否则 0.1% 精度的电阻和 1% 精度的相比，成本差异是非常小的。整个电路中，任何其他元器件上的改变带来的成本变化，要远远大于通过改变电阻精度引起成本变化。此外，选择容差为 0.1% 的电阻可能实现具有更高精度的输出电压。

4. 选择比率

上面的做法可能会使电阻元器件的供应商不高兴，下面的做法应该对他们有利。这一部分内容将在有关检测电路里详细讨论，通常，设计者并不是很在意所使用电阻的实际值，而只是需要一个分压器(例如，电阻的比例)。从其中两个电阻中先确定一个，这样可以大大减少设计过程中不同阻值的种类数目，这样做非但不会影响性能，还能够因为可以大批量购买相同的元件，使整个电源成本更加便宜。如果没有特殊阻抗的要求，可以(例如，作者总是)用 10kΩ 电阻作为分压器中的一个电阻。

5. 最大电压

无论你是否相信，实际上电阻都有一个能够承受的最大电压值。并且，这个值并不总是由功率消耗来限制决定的。电阻实际上可以被击穿(打火)。在使用表面贴片电阻的场合，由于端点之间的间隔比较近，电压限制问题尤其严重。处理电压问题时，比如说 100V 电压的电源，你会检查发现，任何连接到高电压端的电阻都必须有耐压的要求。

6. 温度系数

大多数电阻都有很小的温度系数(比如说，50 ~ 250ppm/℃)，虽然做最坏情况分析的时候，温度系数非常重要。但是，当电阻发热的时候，线绕电阻的温度系数会有较大的变化，因此要仔细阅读说明书。

7. 额定功率

大家都知道不能把 0.5W 的功率加在 1/4W 的电阻上。但是，什么是确切的 1/4W 电阻？军用品的解释是 为了增加电阻的可靠性，任何电阻(碳膜或金属膜)的功耗不能超过额定功率一半。为了满足这种要求，设计军用品时需要降额使用。例如电阻上的功耗不允许超过军标额定功耗的 70%。为了方便使用，有些生产军用电阻(如 RN55 或 RN60)的公司在标注的时候就已经把标注数字减低了一半。这样的话，真正的半瓦电阻却称为 1/4W 电阻。完全搞乱了？这个例子想说的关键在于，需要对电阻的额定值进行仔细检查——看起来真的像是 1/4W 电阻吗？找到标准的目录，在采购员选择替代品的时候，需要与他们进行核对，确保买到的电阻与PCB板的过孔相符。

这种情况下，把 0.25W 的功率注入 1/4W 电阻会怎么样呢？不管怎么样，如果资料上说器件可以承受这些功率的，那么就一定可以承受。但是，电阻可能会变得非常热——线绕电阻能够在额定工作温度为 275℃ 的条件下工作！这么高的温度下，任何东西都要避免碰到，除非是意外。在过热的时候，电阻还会散发难闻的气味，阻值也会发生较大的漂移。

实用提示：一种好的功率上的限制方法是遵循军标给出的要求，如果可能，使电阻工

作于其额定功率的一半。

脉冲功率：虽然给 1W 的线统电阻加上 1W 的功率并不好，但是这种限制只适用于稳态（例如，几秒或更长时间）。如果在较短的时间内，线绕电阻可以承受的功率要远大于其额定值，而且不至于被烧坏。但其他类型的电阻（非线统电阻）却不一样！应该严格遵守非线统电阻的最大额定功率限制，虽然对一个电阻在短时间内施加全额功率没有关系，例如，在 100ms 时间内，给一个 100mW 的非线绕电阻加上 100mW 的功率是安全的。

实例

假定给一个 10Ω 的电阻加上时间宽度为 100ms、幅度为 40V 的单次脉冲，这个功率就是 $P = (40\mathrm{V})^2/10\Omega = 160\mathrm{W}$。真的需要 200W 功率的电阻吗？Dale提供了一个选择功率电阻的指导方法（本书摘录了这个表格，即为图 3－1）。使用这个表格，首先要计算注入电阻的能量 $E = P \times t = 160\mathrm{W} \times 100\mathrm{ms} = 16\mathrm{J}$，然后计算每欧姆的能量，$E/R = 16\mathrm{J}/10\Omega = 1.6\mathrm{J}/\Omega$。现在用表格的第一列找出每欧姆能量比 1.6J/Ω 还要大的数：第一个就是 2.46J/Ω。再往行的方向看，找到电阻值大于 10Ω 的电阻，即阻值 10.11Ω；仔细察看表格，确定选用 G－10 型的电阻。这是一个 10W 的电阻，功率上比 200W 小了很多！

注意：Dale说，这个表的数据只有在脉冲持续时间大约为 100ms 时才有效。对标准线绕电阻、较长时间的脉冲，则需要根据‘短时过载’的额定值来定。而无感线绕电阻的脉冲承受功率可以是表中给出功率的四倍。

能量–电阻表

能量/Ω [J/Ω或 (W·s)/Ω]	电阻（Ω）									
	EGS-1 RS-$\frac{1}{4}$ G-1 1/Ω	EGS-2 RS-$\frac{1}{2}$ G-2	EGS-3 RS-1A G-3	RS-1B	RH-5 ESS-2B RS-2B G-5	RS-2C RS-2C	RH/PH-10 G-6 G-8	RH-25 EGS-10 RS-5 RS-5-69 G-10	RS-7 G-12	RH-50 ESS-10 RS-10 RS-10-38 G-15
13.9×10^{-6}	3480	4920	10.4k	15k	24.5k	32.3k	47.1k	90.90k	154k	265k
20.3×10^{-6}	2589	3659	7580	11.4k	18.69k	24.19k	31.79k	69.40k	1114.9k	197k
28.7×10^{-6}	1999	2829	5840	7960	14.19k	18.29k	26.99k	51.70k	8k	152k
39.5×10^{-6}	1549	2189	4630	6190	10.89k	13.69k	20.69k	40.40k	68.59k	111k
53.1×10^{-6}	1239	1749	3630	5280	8600	11.39k	16.69k	31.40k	54.39k	93.50k
70.0×10^{-6}		1414	2920	4280	6980	9250	13.59k	25.90k	44.19k	75.50k
90.6×10^{-6}	1000	1149	2740	3510	6550	7560	11.09k	24.50k	36.79k	71.50k
145×10^{-6}	670	947	1960	2870	4650	6260	8910	17.30k	29.50k	50.60k
221×10^{-6}	492	684	1420	2060	3370	4560	6570	12.70k	20.59k	37.40k
324×10^{-6}	355	502	1040	1510	2460	3270	4820	9220	15.69k	26.90k
460×10^{-6}	272	384	792	1160	1860	2480	3640	7000	11.89k	20.40k
632×10^{-6}	206	291	615	909	1340	1920	2840	5460	9240	15.70k

能量/Ω [J/Ω或 (W·s)/Ω]	电阻（Ω）									
	EGS-1 RS-$\frac{1}{4}$ G-1 1/Ω	EGS-2 RS-$\frac{1}{2}$ G-2	EGS-3 RS-1A G-3	RS-1B	RH-5 ESS-2B RS-2B G-5	RS-2C RS-2C	RH/PH-10 G-6 G-8	RH-25 EGS-10 RS-5 RS-5-69 G-10	RS-7 G-12	RH-50 ESS-10 RS-10 RS-10-38 G-15
850×10^{-6}	167	236	487	713	1150	1530	2260	4310	7320	12.40k
1.12×10^{-3}	131	186	393	572	935	1201	1800	3850	5900	10.0k
2.07×10^{-3}	96.3	136	283	415	571	910	1250	2840	4260	7540
3.54×10^{-3}	65.1	92.0	192	255	454	601	875	1690	2870	4920
5.67×10^{-3}	45.7	64.5	134	196	313	424	617	1160	2030	3460
8.65×10^{-3}	33.2	47.0	97.7	142	227	307	444	843	1470	2510
12.7×10^{-3}	23.8	33.6	71.1	103	168	222	310	622	1073	1840
20.4×10^{-3}	17.9	25.3	51.8	75.8	122	163	237	447	777	1340
33.2×10^{-3}	12.2	17.2	36.1	52.8	85.5	113	165	320	544	932
56.7×10^{-3}	8.22	11.6	24.2	34.6	57.8	76.3	111	215	364	618
55.3×10^{-3}	6.06	8.566	16.9	25.6	42.1	55.5	70.3	156	263	451
90×10^{-3}	4.47	6.32	12.3	19.4	31.6	40.5	51.0	116	201	343
0.153	2.98	4.07	8.52	13.1	21.1	27.9	40.8	78.5	133	229
0.245	2.18	3.09	6.28	9.19	14.8	19.6	28.6	55.4	95.0	160
0.374	1.50	2.13	4.57	6.49	10.8	14.2	21.0	40.2	68.2	117
0.589	1.12	1.59	3.27	4.89	7.86	10.3	14.9	22.0	49.0	84.1
0.9443	0.780	1.10	2.31	3.13	5.46	7.22	10.6	20.0	34.4	59.3
1.52	0.542	0.773	1.61	2.35	3.80	5.13	7.40	14.1	24.2	41.5
2.46	0.383	0.538	1.13	1.67	2.69	3.56	5.47	10.11	17.2	29.4
3.76	0.271	0.394	0.829	1.22	1.99	2.61	3.81	7.36	12.4	21.4
5.98			0.591	0.861	1.41	1.84	2.15	5.24	8.87	15.1
9.77										11.29
6.57	0.178	0.280	0.423	0.644	0.999	1.36	2.00	3.52	5.49	7.09
16.6	0.105	0.121	0.210	0.366						
20.9					0.529	0.784	1.04			
8.04								2.01	3.19	5.50
20.9			0.170	0.259	0.370	0.499	0.675	1.27	1.46	3.69
33.2								0.639	0.984	1.86
42.2			0.081	0.114						
83.8					0.189	0.259	0.344			
25.1								0.484	0.697	1.45
67.8					0.099	0.129	0.179	0.329	0.514	0.949
169					0.063	0.079	0.100	0.209	0.319	0.579
335								0.139	0.209	0.399

图 3－1　Dale有关减小线绕电阻功率容量等级的指导表

什么是变阻器？变阻器是可变功率电阻很恰当的名字。在实验室，可以找到 100W 至 1kW。范围的各种典型变阻器。与调压器一样，变阻器有一个可以滑动的中心抽头。显而易见，如果只用变阻器一半电阻值（比如一个 100Ω 变阻器中的 50Ω 阻值），那么只能加上一半的功率！（如果是一个 300W 的变阻器，在这种情况下，不能输入多于 150W 的功率。）这种限制在电路为恒电压供电、把变阻器当作可变负载应用的时候，最容易使人陷入

困境。在这种实验装置中随便滑动变阻器的抽头是不行。最好的办法是给变阻器串联一个固定功率的电阻,所以,即使可变电阻被设置为 0Ω,也不会消耗太多的功率。功率的数学计算很简单,不要懒于数学计算,否则小心估计出错。

8. 无感线绕电阻

正如上面提到的那样,电阻也是有电感的 通常只有在用电阻检测电流时才关心它的电感,功耗较大的场合采用线统电阻。由于是线绕的,这种类型的电阻有很大的电感,在变换器的开关频率下,感抗大于电阻,测量出来的电流数据就失去了意义。

有一种方法 :一些厂家通过采用特殊的绕线方法,能够做出一种特殊的线统电阻,这种特殊线统电阻的电感非常小(几乎为零)——当然,这种电阻的成本也要高一些。

9. 分流器

当电流确实很大的时候(并且,因为存在较大的直流分量,不想采用电流互感器),可以采用分流器。分流器是连接于两个具有高黄铜含量接线端子中间的一条金属片,这种金属片的温度系数(锰铜)几乎等于零。分流器可以做成任何形状 :作者曾有一个 1500A 的,如同船上的锚一样牢固。然而,除电阻外,分流器还有一定的电感,电感会对实际应用带来一定的限制。例如,一个 100A 的分流器,假定流过全电流时产生的压降为 100mV。(流过全电流时,分流器上的标准压降有 100mV 和 50mV 两种类型。)很显然,此时分流器等效为一个 $100\text{mV}/100\text{A} = 1\text{m}\Omega$ 的电阻。但是,金属片本身大约一英寸长,这相当于 1nH 的电感。因此,在频率为 $f = 1\text{m}\Omega/(2\pi \times 20\text{nH}) = 8\text{kHz}$ 的地方,该器件的传递函数有一个零点。对分流器,只有两个办法可以减小电感 :一是选择压降更高的分流器(这会增大电阻 R),另一个办法是用几条分流器上金属片并联起来合成一个分流器来减小电感。在第七章有关监控问题中,将给出一种可以消除电感影响的技术,这种电路应用于需要用差分放大器对分流器的输出进行放大的场合。

10. 布线电阻

PCB布线是一片铜膜,因此它有一定的电阻。有时,对变换器进行过电流限制时,并不需要非常精确的电流值检测。一段连接线可能就可以胜任这个工作 连接线非常方便,没有任何的附加损耗,成本也很低。当然,连接线电阻值的精确度很低,并且,其温度系数高达 0,4%/℃。

实用提示 连接线电阻可近似地由下面公式确定:

$$R = 0.5\text{m}\Omega \frac{\text{length}}{\text{width}} (1\ \text{盎司铜})$$

以上计算公式是在室温的条件下。2 盎司铜的阻值是该阻值的一半,依此类推。

第三节 电容器及其用法

在电源变换器中会使用大量不同种类的电容器,每一种电容器都有自己的特性。不

可能只用一种类型的电容器；一个非常成功的设计，必须对不同的应用场合，选用不同的电容器。表 3－2 给出了有关电容选择方面的指导性建议，本书将介绍其中的主要内容。

表 3－2　简明电容选择原则

类型	建议应用场合
铝电解电容	用于需要大容量、小体积的场合，如变换器的输入、输出
铝电容	用于需要中等电容量的场合，如变换器的输入、输出
陶瓷电容	用于定时与信号电路
多层陶瓷电容	用于低ESR的场合（如变换器输入输出端与电解电容并联）
塑料电容	用于高 dV/dt 的场合，如准谐振变换器

1．电容器的种类

电解电容是一种常用电容器，用于电源的输入或输出。有多种可供选择的电解电容。最常用的（也是最便宜的）是铝电解电容。（其实，很多人所说的“电解电容”，就是指“铝电解电容”。）还有钽电解电容，有干式的和湿式等各种种类。铝电解电容的电容量和电压范围非常大，电容量可以做的非常大（几个毫泼，几百伏）。但是，相应的体积也很大。钽电解电容的高频特性要远远好于铝电解电容，但是，其成本较高，容量在 100V、几百微法以内。中等功率的电源可以选用铝电解电容作为电源的输入电容，选用贴片担电容作为输出电容。（当然，与普通封装的电容相比，贴片式电容的电容量和耐压要小得多。）

还有陶瓷电容。陶瓷电容用于定时和旁路。常用的容量范围为几皮法至 1μF。偶尔也能买到MLC（多层陶瓷电容）和相似类型的电容，这种电容有极小的ESR和极大的电容量，可高达数百微法。

这里还要提一下塑料电容，特别是的聚丙烯电容，可以用于很高 dV/dt 值（下面将会介绍）的电路中，如准谐振逆变器。

2．标准值

与电阻完全不同，电容只有很少的标准值（1.0、1.2、1.5、1.8、2.2、2.7、3.3、4.7 和 6.8，特殊场合也有 5.6 和 8.2）。因此，当计算一个时间常数或者环路补偿值的时候，先在这些数值中选择一个，然后再调整电阻以达到所需要的数值——这要比想办法拼凑成一个 347pF 容量的电容器要便宜很多。

众所周知，电阻阻值不可能是无穷大，都有一个最大值。同样的道理，电容也存在一个实际可用的最小值。两个相互靠的很近的表面会形成一个电容，这个并联电容的电容量可以大于你正在使用的外接电容。

实用提示 避免使用小于 22pF 的电容，除非已经采取了特别的预防措施。

3. 容差

电容初始误差的典型值是 ±20%，而电解电容还要差很多。需要非常仔细地检查电解电容，以确保产品是好的。在允许的温度范围内检查误差的时候要格外细心：一些种类的电容在 -40℃时会丧失 80% 的电容量！

4. ESR和功率损耗

现代的电解电容制造商会详细给出电容的ESR（等效串联电阻），在高频（比如100kHz）情况下，除非技术参数有说明，否则一般情况下电解电容是不能用的。

实用提示：100kHz 时电容的ESR无法从在频率为 120Hz 时给定的数据中得到。ESR除了是频率 f 函数之外，还和温度有关。在 -25℃时，ESR的数值几乎可以是 25℃时的 3 倍！要得到近似的ESR，至少需要知道所期望的工作频率的阶次。

实例

已知在 100kHz 时，电源的输出电流纹波为 1App，电压纹波 $50mV_{pp}$。首先，这个脉动可以等效为一个大电容：$1A \times (1/100kHz) = 10\mu C$，因此，即使忽略ESR，也需要一个 $C = Q/V = 10\mu C/50mV = 200\mu F$ 的电容。那么，可以假定，至少需要两个 100μF 的电解电容。通常，这种尺寸大小的电容在室温下的ESR大约为 100mΩ。如果电压纹波要降至 50mV，那么 ESR 为 50mV/1A（=50mΩ），需要两个电容并联才能做到。但是，当温度为 -25℃，每个电容的ESR大约为 300mΩ，因此，实际上需要 6 个电容。这个温度下，由ESR产生的纹波是 50mV，而由电容产生的纹波只有大约 17mV；由于电阻和电容的相位不同，总的纹波约为 $I_{total} = [(50mV)^2 + (17mV)^2]^{1/2} = 53mV$。很显然，设计一个大容量滤波器时，ESR常常要比总的电容值还要重要。

5. 老化

尽管老化这个问题很容易被忽视，所谓的‘电源寿命 1000h’实际上是对电解电容而言的。如果把电源放在对其进行考核的温度条件下工作，或者需要连续工作几年，那么就要选择 2000h，甚至更好的 5000h 的电容。当使用年限接近额定的老化年限的时候，电容值就会下降，纹波增加，直到不能满足要求。这不是随意说说的事情。也许，很多人不愿意等待一年左右的时间，才能观察到性能变差，可以通过寿命加速的测试试验，很快能够清楚的显示电容之间的差异。

然而，值得庆幸的是，温度每下降 10℃，电容的寿命就可以加倍，因此，85℃时额定寿命为 2000h 的电容，在平均温度为 25℃时，可以持续工作 $2000h \times 2^6 = 128000h = 16$ 年。

实用提示：需要先搞清楚，以上的电容寿命计算中使用的是平均温度，而不是工作中的最高温度，也不是额定温度——否则，将无法找到这么长寿命的电容。

6.dV/dt

另一种不同类型的电容目前正用得越来越普遍，就是用于准谐振变换中的金属化塑料电容。在准谐振变换中，电容ESR上的损耗很大，实际上这也是造成电容尺寸限制的因素。由于电解电容常常用纹波电流来确定其容量（基本上是由ESR损耗的 I^2R 和封装的温度特性决定），在 dV/dt 指标上塑料电容有同等的容量等级（因为电荷 $Q = C \times V$，电流 $I = \mathrm{d}Q/\mathrm{d}t = C(\mathrm{d}V/\mathrm{d}t)$）。要想核实所选的电容是否足够大，需要接在实际电路中进行测量。是测量通过电容的电流，还是测量 dV/dt，取决于电路结构——需要用频带很宽的差分放大器来精确测量 dV/dt，而且，还需要一个环路来测量电流，这个测量环节会引入额外的电感。在任何情况下，都要确保所施加的 dV/dt 符合电容的额定要求。否则，电容将由于自身内部的原因而损坏。

7. 电容的串联

如果电容的额定电压不能达到所需要那么高，不妨把两个（或多个）电容串联起来。（整流输出中，）两个电容串联组成的一个分电压电路，如果其中的一个电容容量比另一个电容小的话，小电容将比大电容承受更高的电压。实际中不推荐这种设计法，但是如果需要，也可以尝试给每个电容并联一个电阻，如图 3－2 所示。这会有助于电压的平衡。

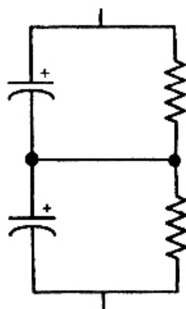


图 3－2　电容器串联的实际连接法

第四节　肖特基二极管

肖特基二极管用在整流器中是非常理想的，因为其正向导通电压小，而且没有反向恢复时间。果真如此吗？虽然，即使像上面所说的那样，肖特基二极管确实没有反向恢复时间，但是，它的阳极和阴极之间往往存在很大的电容。肖特基二极管两端电压的每次改变（当肖特基两端电压几乎没有电压的时候，变化最大）的时候，这个电容都一定会被充电和放电。流入这个电容器的电流与普通整流器的反向恢复电流完全相同。因此，根据自己

的电路情况，用超快速二极管的整流器可能要比用肖特基二极管整流器损耗要小的多。

可能大家已经注意到，阳极与阴极之间的电容，虽然是低 Q 值的，但还是有可能与电路中的分布电感产生谐振——在一些谐振变换器设计中，有意识地利用了这一特性。因此，或许有必要在肖特基两端加一个缓冲电路，但这将消耗更多的能量。

实用提示 在高温和反向电压接近额定值的时候，肖特基二极管漏电流很严重。这个漏电流就像存在一条对阳极短路的通路一样，确实，正是大漏电流的原因，现在没有人使用锗整流器。因此，实际使用时，肖特基二极管两端的反向电压不能超过管子额定电压的3/4，并且工作温度也不能超过110℃。

知道这些细节以后，还会使用诸如100V肖特基二极管这样的器件吗？仔细查看1996年以来的有关资料，高压肖特基的正向导通电压已经趋向于接近普通整流器的水平，因此，或许没有必要买太多肖特基二极管器件。

第五节 整流二极管

有一位设计工程师曾经说，12V的电源的输出将由原来的1A变为1.6A，因为要担心新买的二极管是否适合PCB上原来旧的过孔，所以不打算去买新器件，准备在老的二极管上再并联一只二极管。这样行吗？无论如何，作者的好友约翰说，几年以前他确实这样做过，而且也做出来了。真是一个坏主意！当二极管变热的时候，它的正向压降会减小，所以如果一开始其中的一只流过较多的电流，它的正向压降将会更低，就会使更多的电流从这只二极管上流过，一直这样下去，直到这只二极管流过全部电流，被损坏为止——这是正反馈，还记得吗？所以，虽然通过非常仔细的热管理设计（例如，保证两个二极管之间的热电阻最小），并联整流器是可能的，但是在实践中，这种电路无法很好工作。

实用提示 排除危险，找一个可以承受全部电流的单个二极管。

虽然几乎可以找到任何容量大小的单个二极管，值得注意的是MOSFET可以实现均流，因为温度升高，MOSFET的阻值会增大。这样，流过电流大的一只MOSFET的电压降会大于与之并联的另一只MOSFET，它们之间自己能够调节过来——是一个负反馈。这是同步整流吸引人的地方之一。

1. 反向恢复

我们曾经说过肖特基二极管没有反向恢复时间 然而，所有其他的广极管都有反向恢复时间。就是说，二极管在正向导通之后，在很短一段时间内能够反方向流过电流（确实是这样，从阴极到阳极），这段时间就叫作反向恢复时间。图3－3的例子说明了这个奇特

现象，很显然，这对变换器的效率是非常不利的，必须尽力避免。有很多不同等级的二极管（快速、超快速等），它们是由不同的恢复速度划分的。

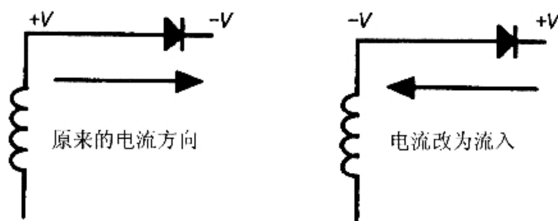


图 3－3　电流从阳极流过阴极以后在二极管上加上一个反向电压，会有电流从阴极流向阳极

实用提示：变换器的输出级总是使用超快速二极管或肖特基二极管。

在刚才的实用提示里没有提到同步整流。原因是MOSFET的体二极管的反向恢复通常很慢，一般大约有 1μs 左右。所以它们不适用于整流，这也是经常用一个肖特基二极管与MOSFET同步整流器并联的原因：在MOSFET关断期间，肖特基二极管几乎承担了全部电流，这意味着体二极管不需要反向恢复。

2. 越快越好吗

越快越好看起来的确像是一个普遍的规则，因为，毕竟恢复速度快的二极管，损耗也较低。然而，对用于离线式桥型的整流器来说，使用超快速的整流器并不是一个好主意。原因是快速的恢复时间会产生快速的电压电流尖峰，请参阅EMI相关知识。所以，针对这种特殊情况，最好使用老式的那种恢复时间为 5～10μs 的普通桥式整流器。毕竟，在一秒钟的时间之内它只恢复 120 次，谁又会在意它是不是有点慢呢？

第六节　晶体管：BJT

1. 脉冲电流

如果你目前正在使用双极型功率晶体管（BJT），你可能已经意识到：与采用MOSFET的相比，这些管子在设计的时候需要格外的小心。可以研究一下BJT的一些特性，这些在数据数据手册里一般不会提到。首先，许多小信号BJT和功率双极型晶体管并不是特意为开关工作而专门设计的。手册里仅仅给出它们的最大集电极直流电流，但是并不给出任何与脉冲电流有关的曲线或数据。

实用提示：当制造商不给(或不想给)出三极管的脉冲额定值时，一个比较合理的推测是，器件可以承受的脉冲电流大小是额定直流电流的两倍。也许你认为三极管承受的脉冲电流的能力与熔断器类似，与脉冲持续时间有关；实际上，三极管承受的脉冲电流的能力受到电流密集效应限制。将电流的上限限制在2倍的限定值是最安全的，即使在窄脉冲的情况下也是如此。

2. 放大倍数可以用多大

一个BJT的放大倍数是由各种各样的参数决定的(先不考虑达林顿晶体管)——集电极电流、老化、温度，还有初始误差。如果把所有的这些参数都考虑进来一起计算，可以发现双极型晶体管BJT几乎没有什么放大作用。

实用提示：如果想把设计做得很可靠，也就是说，这种设计不需要费力地做最坏情形分析，那就可以假定BJT最小放大倍数是10，不要管数据手册给出什么样的数据。

3. 不要忽略集电极漏电流

也不要忘记，这个漏电流按照"每10℃加倍"的规则随着温度的升高而增大。最近，作者看到有人这样设计，在晶体管的集电极用了一个4.7MΩ的上拉电阻。电路好像是在实验室工作的，但是，只要工作温度稍微高于环境温度，集电极电压就会变为零！在实际中，根据器件的大小，最好按照1mA的漏电流进行设计。

4. 发射极－基极之间的齐纳击穿——这是否是坏事

另一个对BJT性能有限制的因素是集电极－发射极的极间电压V_{eb}，也就是说，在晶体管的基极和发射极之间可以施加多大的负电压。制造商通常会说，这个电压限制是5V或6V。但是，如果超过这个数值，究竟真的会出现什么情况呢？基极－发射极结是一个二极管，如果施加足够高的电压，这个二极管会发生齐纳击穿。(在实验室里，可以接一个限流电阻，进行测试。)实际上，你可能想在变换器中做这个试验，因为一个BJT的关断涉及从基区撤除电流；基极的负向电压越高，晶体管就可以越快被大断。当然，极限是，最快的关断出现在基极－发射极齐纳击穿的时候。

实用提示：只要不超过导致管子损坏的功率，就可以在发射极与基极之间施加任何你想加的电压；也就是说，齐纳击穿的实际限制应该是一个乘积：$V_{eb}\times I_{eb}$。这实际上意味着，应有一个基极电阻来限制电流。制造商通常不像其他参数那样愿意给出这方面的保证，但是，会私下告诉你这一点。

5. 快速关断

保证基区在初始状态没有过多的电荷，要比快速撤除基区电荷好得多。遗憾的是，这

个最简单的方法和实际工作时的放大倍数之间产生了矛盾，因为假设晶体管放大倍数为10，而且这个值要比要管子典型值小的多。如果需要快速关断，可以用贝克钳位电路，这可能是最好的方法，虽然贝克钳位电路本身也会消耗一些额外的功率。

贝克钳位电路（见图3－4）工作原理如下。当晶体管导通时，基极比发射极高出一个二极管的导通压降的电压，所以，驱动信号比发射极高出两个二极管压降的电压。从驱动信号到集电极之间增加的二极管保证了集电极比发射极高出大约一个二极管压降的电压，这也就是说，BJT差不多是饱和的，但并非完全饱和。这样，就可以实现快速关断；快速关断所减少的电路损耗是否足够补偿由于集电极－发射极电压升高而增加的损耗，要根据给定的具体情况而定。（可以看出，上面这些说法都只是近似的，因为不同二极管的电流值和 V_f 值都不相同。）

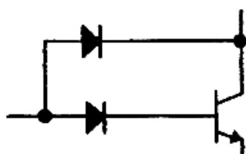


图3－4　贝克钳位用于防止深饱和，快速关断BJT

第七节　晶体管：MOSFET

1．不要混淆JFET和MOSFET

当大家都在使用结型场效应晶体管（JFET）的时候，MOSFET是才刚刚问世的新器件，人们很容易把这些术语搞混淆。需要搞清楚的是：JFET是小信号器件，通态电阻大，常用于射频工作场合；MOSFET，特别是功率MOSFET，现在用于功率场合。

2．P沟道和N沟道

绝大多数电路设计中都使用N沟道MOSFET，如果没有特别说明，完全可以假定功率电路设计中使用的MOSFET全部是N沟道的。P沟道不如N沟道受欢迎的原因之一，是由于对于相同的电压和相同的模片区域，P沟道的通态电阻要更高，P沟道的价格也比N沟道更贵。

尽管如此，P沟道还是有一定的用处：当门源极的电压低于阈值电压时（与N沟道相似）MOSFET关断，但是，当门极电压低于源极电压时MOSFET开通，这就是说，门极电压为负值时开通。所以，实际应用时，一般把P沟道的源极连接到一个电压上（例如5V）使用，让门极电位保持在5V时使MOSFET关断，或者把门极接地使MOSFET开通。P沟道MOSFET的优点在于：N沟道MOSFET的开通需要高于5V（如12V）的电压，而P沟道

MOSFET不需要额外增加电压，仅仅通过把门极接地就可以开通。

3. 双向导通

需要说明的是，虽然MOSFET常用于同步整流中，不把体二极管考虑在内，MOSFET的两个方向——漏极到源极和源极到漏极，都可以导通电流。在门极与源极之间加一个电压（对 N 沟道FET）就可以使管子双向导通。在同步整流中，这个"反向"导通直接用于短路体二极管，因为电流和FET电阻 $R_{DS,on}$ 的乘积远远小于体二极管的 V_f。

4. 计算损耗：导通损耗

功率MOSFET在开关应用时的功率损耗有三部分组成；首先要讨论的就是导通损耗。当MOSFET全部导通时，漏源极之间存在一个电阻，这个损耗功率的大小取决于MOSFET中流过电流的大小：$P = I^2 R_{DS,on}$。但是，需要明白的是，这个电阻会随着温度的升高而增大（典型关系为 $R(T) = R(25℃) \times 1.007\exp(T - 25℃)$）；因此，如果想要知道MOSFET内部的真实结温，就要需要计算出总的功率损耗；算出由此引起（乘以热阻）的温升是多少，然后，重新计算基于新的温度条件的电阻值，如此反复计算，直到计算收敛为止。

实用提示：由于真实的热阻并不很清楚，这种计算一次迭代就足够精确了。如果一次迭代以后不收敛，那么，损耗功率很可能已经超过了器件所能够承受功率。

关于 $R_{DS,on}$，你会注意到"逻辑电平"FET存在不足。它们的门极阈值电压确实比普通FET要低，但是在正常电压驱动时，它们的导通电阻较大。典型逻辑电平的FET在 V_{GS} 为 4.5V 时的 $R_{DS,on}$ 值可能是 V_{GS} 为 10V 时的两倍。

5. 计算损耗：门极充电损耗

损耗的第二部分，虽然没有消耗在MOSFET内部，是由于MOSFET有一个相当大的等效门极电容所引起的。（不管是损耗在器件上还是在门极驱动电阻上。）虽然电容和门极电压关系是极度非线性函数关系，许多现代器件手册给出了门极电压达到一定的电平值 V 时总的门极电荷 Q_g。那么，在频率为 f_s 时，把这些电荷注入门板而产生的功率损耗是 $P = Q_g V f_s$。请注意，这里没有 0.5 这个系数。

实用提示：如果实际工作中驱动门极时真实门极电压与手册中给出的具体数字不同，把手册中所给出的电荷值与两个电压的比值相乘或许会是一个很合理的近似；当实际的驱动电压高于手册给出的驱动电压时，这种近似更加精确。（对行家来说，近似估计的限制因素是需要知道到底给密勒电容充电所需要多少电荷。）

6. 计算损耗：开关损耗

开关工作MOSFET的第三部分损耗，也是消耗在MOSFET内部的第二个损耗，就是开关损耗。在（非谐振）开通或关断转换的任何时候，晶体管上同时既有电压又有电流流过，这

就产生了功率损耗。

实用提示：假定电流恒定，电压是时间的线性函数，可以估计开关损耗的大小。电流断续模式变换器的开关损耗是 $P = I_{pk} V_{pk} t_s f_s / 2$，电流连续模式变换器的开关损耗是这个数值的 2 倍，该计算式中，t_s 是MOSFET漏源极电压从导通状态到关断状态的转换时间（对于电流连续模式，是从关断状态到导通状态的转换时间）。这就是为什么快速驱动门极会使开关损耗更小的原因。

现总结如下，开关功率MOSFET总损耗由三部分组成，即导通损耗、门极充电损耗和开关损耗。其中，只有第一部分和最后部分消耗在 FET 内部。通过这些计算，对晶体管中的损耗可以有一个很好的认识。因此，再经过封装热阻换算，应该能够知道FET是冷的、热的、还是非常热的。如果不是很接近你计算的数值，一定有什么地方出了问题！

7. 需要门极电阻

大家通常都会在MOSFET的门极串联一个门极电阻。但是，如果两只MOSFET并联，是否仍然只使用一个电阻（或许其阻值是原来电阻阻值的一半）？

实用提示：每一个MOSFET都要各自分别串联一个单独的门极电阻，不管器件是否是并联，即使它们还有其他的电流限制环节，例如串联了小磁环（珠）。原因是MOSFET除了有电容（门极－源极）之外，还有电感（连接线和焊接点）。电容和电感形成了一个潜在的低阻尼振荡回路。据观测，并联MOSFET在频率为 100MHz 处发生振荡！如果使用的是数字示波器，而且不知道如何捕捉这些振荡信号，可能甚至根本就看不到它们。但是，它们是有损耗的，并产生严重的EMI。门极电阻的作用是限制过大的电流从门极注入源极或者放回到门极，但是，其真正重要的还在于抑制振荡。

8. 最大门极电压

最后介绍一件工作中需要避免的事情。有时，人们会想出非常明显的办法来减小开关损耗，他们准备用 40V 的电源电压来驱动MOSFET，以便对门极电容进行快速充电。这样门极电压可以在很短的时间内上升并超过阈值电压。根本不能考虑这样的方案！为了防止门极电压超过其额定的最大值（目前通常是 20V），需要在门极接上齐纳稳压管，这样造成的损耗可能比原来希望降低的损耗还要大。正确方案是，用低输出阻抗的电路来驱动门极。用简捷的形式，优秀的驱动电路可以驱动功率MOSFET在 10ns 时间内开通。

第八节　运算放大器

这一节讨论有关运算放大器（又称运放）外围的一些主要参数，这些参数对所设计的

电路能否取得期望的效果有重大影响。这些参数包括:失调、实际的增益限制、增益-带宽、相移和电压上升/下降速率。不管是什么应用场合,都需要熟悉这些非理想特性。

1. 失调:输入失调电压

什么是失调?如何补偿?这一节将介绍如何在运放中使用这些参数指标,并给出相应的指导。

图3-5是一个增益为10的同相放大器原理图。(为了方便理解,图中把输入接地。但是,失调的效果与输入端用非零电压时完全相同。)由于输入信号接地,我们可能会简单地认为其输出电压也是零。但是,现在要考虑到,运放LM2902有一个2mV的典型输入失调电压。(如果没有特别说明,正负一般是默认的。)这意味着,即使没有输入,放大器同相端有一个(正或负)2mV之内的电压值。同样,当用作反相放大器时,失调电压会叠加于运放反相端,这个2mV的电压就如同正常的、自己设计的信号那样会在输出端反映出来:(正负)20mV之内。这个信号是外来的,因此如果在运放的输入端加100mV的信号,那么输出得到的不再刚好是100mV×10=1V,而是(100mV-2mV)×10=980mV与(100mV+2mV)×10=1.02V之间的某值。很显然,这个数值和电阻阻值的绝对数值无关,只取决于放大器的增益。所以,当测量小信号或放大器增益很大的时候,输入失调电压就显得重要。

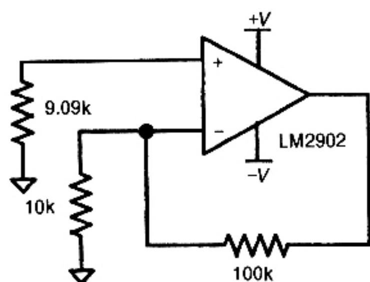


图3-5 用于讨论失调误差的运算放大器电路

2. 失调:输入失调电流

用同一个电路图(图3-5)来说明输入失调电流,原理与输入失调电压很相似。由于运放的输入阻抗不是无穷大,输入端加上一定的电压会就流过一定的电流。运放LM2902有一个5nA的典型输入失调电流值。这意味着,流入(出)同相(或反相)端的电流和流出(入)反相(同相)端的电流不一样,相差5nA。该电流是从电源中拉出的。在图3-5给出的电路中,有5nA的电流通过9.09kΩ的电阻从地端流出,因此在同相端可以看到一个$V=(5nA)\times(9.09k\Omega)=45\mu V$的电压(同样的,也可能是$-45\mu V$)。这个电压又被放大10倍,在输出端产生一个$450\mu V$的电压:这是另外的失调电压,不包括输入失调电压引起的那部分。

在这个例子中,对误差而言,输入失调电压要比输入失调电流重要得多;但是,因为失

调电流产生的误差由所用电阻的绝对阻值决定，显然，对大电阻来说，除增益之外，失调电流的影响要比失调电压的影响还要重要。

3. 失调 输入偏置电流

现在讨论输入偏置电流。输入偏置电流是从反相端和同相端流出的相同数量的电流。（这容易让人想起共模电流，输入失调电流作为常模电流。）运放 LM2902 的典型偏置电流 I_b 为 90nA。图 3－5 中运放两端的输入电阻相同（$100k\Omega \parallel 10k\Omega = 9.09k\Omega$），因而，从两端流出相同数量电流的效果没有表现出来。但是，如果假定同相端不是通过 9.09kΩ 的电阻接地，而是通过 19.09kΩ 的电阻接地，那么两个输入电阻就有 10kΩ 大小的差别，这将引起 $V = 90nA \times 10k\Omega = 900\mu V$ 的失调，这个电压与放大器的增益相乘，得到 9mV 的输出误差，它的大小可以比得上由失调电压引起的误差。这就是即使输入端都接地，也需要在两个接线端使用相同大小输入阻抗的原因。

4. 失调控制

综合起来，由失调引起的运放的输出误差可由下式进行计算：

$$V = [V_{os} + (I_{os} \times R) + (I_b \times \Delta R)] \times \text{增益}$$

其中，R 是两个输入电阻的平均值，ΔR 是二者的差值。由于增益由电路的工作需要决定，可以用三种方法减小误差；

（1）保证所使用的电阻值取尽可能的最小值 这可以减少 I_{os} 的影响，但又会导致需要更大的驱动电流，这些电流来自于电源。

（2）保证连接于两个输入端的电阻值匹配，以减小 I_b 的影响。

（3）将 V_{os} 最小化，这只能通过选择合适类型的运效来实现。

然而，低 V_{os} 的运放不可避免伴随着更高的工作电流和更低的带宽，或者两者同时都有。因此，在实际应用时需要选择适当的运放，并进行工程上的平衡考虑。

5. 大电阻的限制

有时希望从运算放大器电路得到很大的放大倍数，并可能会采用图 3－6 所示的那样一种不好的电路。

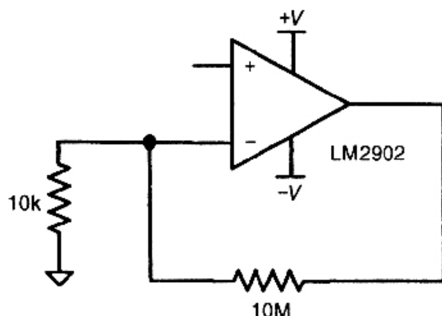


图 3－6　不能很好工作的一种运放电路

假设某一应用场合，运放有足够的增益－带宽（或许实际中并非如此，见下文）——确实需要1000倍的增益吗？也许不要这么高。实际难处不在于运放或者任何其他元件——正如在电阻一节里介绍的那样，而在于要安装它们的PCB板上。由于各种各样原因，10MΩ电阻周围的漏电流可能就已经超过了流过该电阻本身的电流，大电阻被周围的小电阻并联，阻值降低了。

实用提示：在普通PCB板上使用大于1MΩ的电阻通常不会有效，至少在没有采取特别的预防措施下是这样。如果确实需要这么大的增益，并且又不能把10kΩ的电阻减小到1kΩ，那么可以用图3－7所示的电路来试试看。

图3－7所示的电路工作如下：假设在同相输入端有10mV输入信号，那么，运放也会使得反相输入端同样有一个10mV信号（在该计算中忽略失调）。在10kΩ电阻上加10mV电压应当流过1μA的电流，这个电流肯定要从A点流过90kΩ的电阻，那么这个电阻上一定会有一个$1\mu A \times 90k\Omega = 90mV$的压降，这个压降加上反相端的电压，意味着A点电位一定是$10mV + 90mV = 100mV$。现在A点电位是100mV，意味着一定有100μA的电流流入1kΩ的电阻。这个电流（加上流入90kΩ的1μA）一定是通过98kΩ电阻从输出端流过来的，从而产生$98k\Omega \times 101\mu A = 9.9V$压降，输出电压是这个压降再加上A点的电压，总电压为$9.9V + 100mV = 10V$，增益为$10V/10mV = 1000$。这个电路中没有大于100kΩ的电阻。

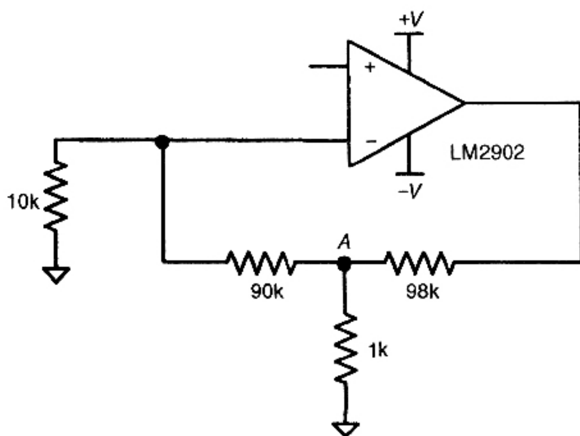


图3－7 增益为1000的实际放大电路

6. **增益带宽**

假设用运放实现一个增益为10的放大电路。再假设用这个放大电路来放大一个正弦波（先不考虑电压上升速率，见下文），并不断增加这个正弦波的频率。可以看到，在某些频率，运放本身会失去增益，运放的输出会停留在比输入大10倍的地方。如果继续增加频率，在某些点，输出的幅度与输入相同。这个频率与用于设定增益的外部元件无关，称之为增益带宽。

正是这些频率点，在电源中使用误差放大器的时候需要特别留意。例如闭环控制的计算结果显示在 20kHz 频率处需要有 300 的增益。300 倍的增益并不难，很多的运放也都能够在 20kHz 频率下正常工作；但是如果把这两个参数要求放在一起需要同时满足，那就意味着运放的增益带宽为 $300 \times 20\text{kHz} = 6\text{MHz}$，这个要求可能超出了绝大多数误差放大器的指标，包括典型 PWM 集成电路中内部的误差放大器。当交换器的带宽接近几十千赫时，这个问题会变得相当明显。误差放大器带宽不够表现出来的现象有些像变换器工作不稳定，即使对环路进行了正确的补偿，也不能正常工作。

7. 相移

当带宽要求超过普通运放的增益带宽极限时，还会引起另外一个问题：在上一节的假设试验中，随着输入正弦波频率的增加，输出正弦波到原点的相移也随之越来越大。在把运放作为的误差放大器应用的功率变换器中，这个相移会转化为环路中的附加相移（不希望的），这样就减小了相位裕量。即使正确地对环路进行了补偿，也会引起闭环的不稳定。

这就够令人讨厌了，但是，还有更糟糕的，几乎没有制造商会给出有关相移与频率之间的函数关系的典型值或曲线，更不用说设法做最坏情况分析了。其实相移非常依赖运放的内部构造；并不是说，在给定频率点，具有更高增益带宽的运放一定比增益带宽低的运放的相移小！事实上，想确定一个给定的运放在特殊的应用中是否会产生过多的相移的唯一的实用方法是进行测量：如第四章将要介绍的那样，把运放设计成为增益为 1 的跟随器，并用网络分析仪进行测量。

8. 电压上升率

关于运放，最后要讨论的一个限制问题是输出电压从一个值变为另一个值的速度。在前几节讨论增益带宽时所用的增益为 10 的放大器中，曾经假设输入信号幅度是很小的。在这一节里，假设输入信号是 1Vpp，那么输出就是 $10V_{pp}$ 的。如果，如果正弦波的频率是 200kHz，那么在 1/4 周期 $(1/4) \times (1/200\text{kHz}) = 1.25\mu s$ 内，输出电压将从 0 上升到最大值，变化幅度为 10V；这意味着运放需要至少 $10V/1.25\mu s = 8V/\mu s$ 的电压上升率。许多普通的运放，特别是低速器件，没有这么快的电性上升速率。

什么时候电压上升率变得关键？一种情况，仍然是宽带宽的变换器中。正如第六章将要讨论的那样，变换器只有小信号稳定是不够的，还需要对暂态有足够快的响应。出现暂态变化时，误差放大器的输出需要在较大的幅度内变换电平。如果器件恰好不能到达所需要的电压上升速率，你可能会很迷惑为什么快速变换器怎么会这么慢。

总之，用作误差放大器的运放的增益带宽和相移与变换器的小信号特性有关，而电压上升率与大信号、暂态性能有关。

第九节　比较器

1. 磁滞效应

运放中已经讨论过的失调和偏置问题，在比较器中完全一样。但是，比较器很特别，

输出电平要么高要么低，而不是两者之间的某一个值。（不要试图把那个多出来不用的运放用作比较器，反之亦然！不同的器件各自制作的原理也各不相同。）实际上，下面的情况确实会发生：有时比较器的输出会在两个状态之间振荡，并且有时振荡频率会很高。产生这种现象的原因通常是比较器没有磁滞效应。这会引起各种各样的问题，这些问题可能会花费很多时间去解决。

实用提示：除非想用锁存器，否则就把比较器设计成带有磁滞回差的形式。因为如果比较器出现问题，那很有可能会在电路中会引起不可恢复的故障。

实例

对小幅度的磁滞效应，可以很容易地估计出磁滞（回差）的值。对于图 3－8 所示电路，1kΩ/100kΩ＝0.01，磁滞的大小大约是参考电压值的 1%。

2. 输出饱和电压

比较器的另一个特别的地方是，当输出电压变低时，它们常常不能达到 0V。通用型比较器 LM139 的数据手册给出的技术指标表明，若电流为 6mA，低电平输出电压只能保证在 0.7V。因此，在设计磁滞效应时，务必检查一下到底需要多少的输出电流和电压：如果大于 1mA，在确定磁滞电阻值时就要包括饱和电压。

饱和电压在比较器的输出用来驱动NPN晶体管时也很重要：比较器 0.7V 输出的这个“低电平”可能足够开通晶体管基极－发射极之间的 pn 结，使晶体管导通。因此，不能用比较器直接驱动一个双极型晶体管！如果确实要用，可以采用下面的办法：加一个隔离二极管和一个下拉基极电阻。图 3－9 给出了一个即使在最坏情况也能正常工作的电路。（这个电路的最坏情况会将在第十章进行分析。）当比较器被拉低时，甚至是 700mV 时，二极管关断，保持晶体管关断。基极的下拉电阻是必需的，否则，当二极管反向偏置时基极会被悬空，晶体管会通过漏电流而部分导通。

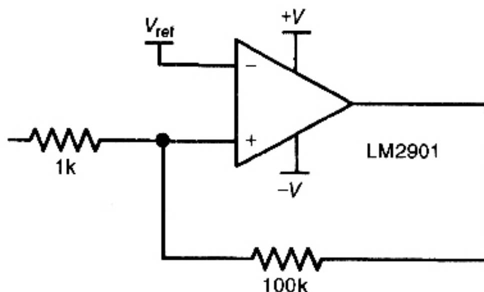


图 3－8　简单估计比较器的磁滞回差大小

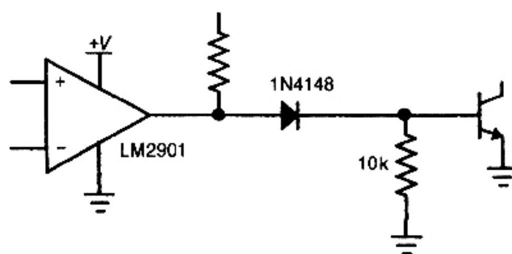


图 3-9　比较器如何与晶体管(BJT)相连接

第四章 仪器的实用指导

第一节 概 述

买到一台新的仪器以后，绝大多数人都会像我们一样，尝试着摆弄一会儿上面的旋钮或按键，然后用新仪器测试熟悉的电路，最后再把它用在手头上在研究的工作中。例如一台高级示波器，随机带的操作菜单往往很复杂，很少有人会去阅读详细操作手册。因此，一台好的仪器必须是操作简单的，而且不需要有额外的专门训练。

即使这样，很多关于仪器使用时必须考虑的问题以及一些测量技术，厂家的手册中一般不会给出。因为在实际使用时，使用者和测量场合都不尽相同，手册中不可能包含所有的操作细节、测量方法和各种各样的实际测量情况。这种情况可以说所有的仪器中都有可能出现，比如精确度的问题，对一台交流功率表来说，就要考虑到在什么样的环境下才能正常工作。本章将对这些一般性的问题给出一些有用的指导，至于那些如何使用伏特表之类的问题我们就不在这里介绍了。

第二节 计算器和计算方法

1. 有效数字位数

“这个加法运算我做了四次，但是得到了四个不同的运算答案。”

我们往往会对此付之一笑，但是实际上，我们身边的很多人都会在这种问题上出现错误。问题在于，在测量的时候到底应该保留几位有效数字？在下一节关于数字电压表的讨论中，我们将阐述精度问题，现在，假设你手上的伏特表是绝对准确的，因此，当仪表上显示 15.426V 时，可以确定被测量的电压值一定是介于 15.4255V 和 15.4265V 之间。

那么，你是写 15.426V 呢？还是 15.4V？或者是 15V？最终结果取决于这些数据是用来做什么的。如果只是为了检查一把电吉他的供电电压是否正常，而且这把电吉他仅仅用于普通演奏，那么只要它能够正常工作就可以了，不需要关心到底是 14V 还是 16V，如果你不喜欢写一长串数字，不妨直接写上 15V 就可以了。但是在更多的场合，我们需要测量电压和电流，然后计算功率。假设用一台只能显示 3 位数字的普通万用表来测量电流，测量结果为 2.02A。这个结果意味着电流介于 2.015A 和 2.025A 之间。在这个例子

中，测量得到的电流有效数字是3位，比电压的有效数字(5位)要少，那么计算结果的精度就受到电流的限制，这就意味着计算得到的功率精度只能和你所得到的电流精度一样。正确的做法是，电压的有效数字位数比电流多取一位，然后乘上电流，最后把结果整理成3位有效数字，即 $V = 15.43\text{V}$、$I = 2.02\text{A}$，因此，$P = 15.43\text{V} \times 2.02\text{A} = 31.1686\text{W}$，所以结果是31.2W。请注意！

最后计算结果的有效数字位数不能多于测量中有效数字位数最少的那个数！

这是因为最小精度的那个数据是最不精确的，它决定了整个测量结果的精确度。

2. 是否在乎

你也许已经忘记高中时学的不准确问题，认为枯燥无味、无关紧要。为了纠正这个观念，我们来看看不同的精度对结果有多大的影响。假如电压和电流都取各自较小的值，$P = 15.4255\text{V} \times 2.015\text{A} = 31.08\text{W}$；而如果两者都取较大的值，$P = 15.4265\text{V} \times 2.025\text{A} = 31.24\text{W}$，两个计算结果相差了160mW，注意这个偏误差完全是由测量数值的有效位数所引起。两个结果看起来似乎也不是相差太大，但是如果反映的是一个变换器的效率，那就变得很重要了。假定输入功率是33.3W，那么效率就介于 $\eta = 31.08\text{W}/33.3\text{W} = 93.3\%$ 和 $\eta = 31.24\text{W}/33.3\text{W} = 93.8\%$ 之间，而且还没有包括在测量输入参数时的不准确性！效率是93%还是94%，两种不同的结果可以决定一个项目是成功还是失败。正确计算结果应该是效率 $\eta = 31.17\text{W}/33.3\text{W} = 93.6\%$，取介于最大值和最小值之间的数值(注意，在计算最终结果之前，应该保留比有效位数多的位数)。

3. 一个密切相关的问题

一个密切相关的问题是在记录数据时没有记下足够的位数。在实际测量的时候，仪表上最后一位数字可能有些不稳定(跳动)，你可能会觉得2A和2.02A没什么区别，这种想法对吗？如果变换器的功率用两位有效数字表示，那就要求测量值必须有3位有效数字。原因和前面所说的稍微有些不同，为了计算效率，需要把两个差不多大小的数做除法运算，只要其中的某一个数稍微有些不准确，最后结果就会导致很大的误差，你肯定对94%的效率要比93%更有兴趣。

4. 另外一个需要避免的问题

还有一个小的问题，就是你可能会把测量结果简单地当作是无限精确来处理。正如我们所强调的，仪表显示的如果是2.02A，那就并不等于2.020000A！同样地道理 如果仪表的有效位数只有3位，那么就不可能得到更高的精度。如果希望得到更高的精度，就只能更换你的万用表。

第三节　数字万用表和其他仪表

1. 精度和准确度

前面我们讨论了在计算中究竟需要使用几位有效数字的问题，假设我们使用的万用

表显示结果是非常准确的——也就是说,这个仪表有着无限高的精度。但实际上,仪表只能显示固定位数的有效数字(在刚才的例子中,仪表的有效数字是3位),因此,仪表的准确度也是有限的。当然,真正的仪表不仅仅存在准确度方面的限制,也会由于各种各样的实际问题对精度造成影响,两者都影响你的测量结果的有效性。

2. 平均

为了得到更高的测量精度,如果仪表的最后一位(或最后几位)数字不停的跳动,这时,通过多次测量然后取平均似乎是一个很不错的方法(如表4-1)。但是,这个方法只能是适用于数字的跳动是由于白噪声(随机干扰)引起的情况下——其实,一个更好的方法是采用滤波器来抑止这些噪声,在后面几节里我们将介绍这种滤波的方法。如果这些数字跳动是由于信号本身周期性变化引起的,比如电路中有一个1kHz的振荡信号源,而你的仪表可能恰好每次都读到周期中的相同点,这样测量结果中就会产生一个系统性的偏差(见图4-1),而这个偏差恰好被这个振荡源所混淆了。在这种情况下,测量结果的准确度就降低了,因此必须加上滤波器 如果采用所谓的'人为平均'进行处理,反而会降低信息的准确性。

表4-1 样值平均数据

测试数据1	2.02A
测试数据2	2.06A
测试数据3	2.05A
测试数据4	2.00A
平均	2.03A



图4-1 如果数字电压表的采样频率
接近于被测信号的频率,
电压表读数可能出错

3. 数字万用表如何滤波

如果需要对数字万用表的输入信号进行滤波,首先必须搞清楚哪些频率的噪声是要滤除的,否则,有可能滤掉真正想要的信号!下面用一个例子说明有用信号是如何被滤掉的。假设要滤除电源中一个100kHz的噪声,使它的干扰降到1/10,即滤波器的频率是100kHz/10=10kHz。根据要求,我们首先可以确定R和C的乘积值。测量中有一点是很关键的,要把滤波器的电阻R和仪表的输入电阻串联。为了保证一定的测量精度,R值

必须远远小于仪表输入电阻的值。如果输入电阻是 10MΩ，而我们需要保证 0.1% 的精度，那么 R 值就必须小于 $10M\Omega \times 0.1\% = 10k\Omega$。因此，当 $R = 10k\Omega$ 时，电容 C（见图 4－2）的值就为

$$C = \frac{1}{2\pi 10kHz 10k\Omega} = 1.5nF$$

你可以用这些简单的电路做一块电路板，并在两端各放上一对香蕉插头，以后需要的时候可以非常方便地拿来使用。

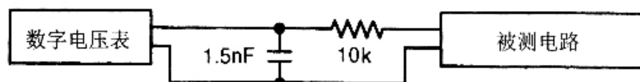


图 4－2　用于数字电压表的一种滤波器

4．测量有效值和数字万用表的带宽

数字万用表的显示每秒刷新两次。但是，这些信息可以和带宽没有任何关系，也就是说，仪表可以测量最大频率的信号。你可以通过手册查出仪表的带宽，但必须注意的是仪表必须有足够的带宽才能满足测量要求：例如信号频率为 10kHz，用 1kHz 带宽的仪器测量时得到的读数肯定会小于真实值。

交流功率的测量中，就有可能碰到仪表带宽问题。仪表的带宽一般都是有限的，如果被测信号的带宽超过仪表的带宽，比如把一个电流断续模式工作的反激式变换器接入了交流电源，那么测得的数据就可能是错误的，除非在前级接上一个大电容以平滑电流的脉动。

但是，放置大电容又会对功率因素的测量产生影响。所以，测量一个变换器的输入功率和功率因素，必须采用两种不同的方法。

测量有效值的时候，还有另外一个问题，即交流表都有一个能承受的最大畸变因子问题：即如果（电流）波形的峰值远远大于平均值，测量结果就会出错——所以，在使用仪表时必须了解这一点。

最后值得注意的是，很多类型的仪表会由于一些高频噪声，比如开关电源引起的干扰，导致其内部电路的混乱。所以，在测量变换器时一般都必须配上滤波器，并且十分小心仪表自身的一些限制。

5．测量效率：交叉校正

大家知道，效率对变换器是非常重要的。这里介绍一个实用方法，在测量变换效率时可以不用考虑仪表的精度问题。我们知道，为了测量变换效率，首先需要测量输入电流、电压和输出电流、电压，但是如果仅仅简单地记录仪表上的这四个读数，那么最后得到的效率数据会很不准确，甚至测量结果是失败的，因为每个读数的不精确对最终结果都产生影响。但是，我们注意到，效率可以看成是两个电压之比乘上两个电流之比，因此如果测

量得到的两个电压（电流）都高于实际的 0.3%，那么这个不准确因素就可以除去了，它们的绝对数值就根本不重要了（我们可以不在乎输入到底是 27V 还是 28V）。因此，可以采用被作者称之为的"交叉校正"（Cross – Calibration）的方法 把两个用于测量电压（电流）的数字表测量同一点的电压（同一条支路的电流），要求两者显示一样，如果读数不一样，对其中任意一个表的比例因数进行调整，直到两者完全一样，这样就可以消除不精确因素。

实用 提示 通常，人们在使用交义校正测量时，要求在校正以后的整个测量过程中，不能改变量程，如果确实需要改变，必须重新校正。但是实际上没有必要。只要不是极端的情况，交叉校正仍然能够正常工作。在实际中比较棘手的问题则是，有人在前一天晚上用了你的仪表，然后没有和你说明又回了原处，经历这种情况，交叉校正就无效了，而你却并根本不知道这一切，还以为什么也没有发生，继续使用这些仪表。像这样的问题，作者就无能为力了。

6. 怎样放置探针

实用提示 数字万用表的探针要和电源线分开单独放置，不要搭在负载线上。

由于电源线中流过电流，会在导线上产生一定的压降，导线越长，压降越大。因此在做一些精确测量时（我们仍以测量效率为例），我们必须像图 4 – 3 那样，从输出端单独引线。输入端也是一样。在测量变换器时，尤其需要注意这个问题，不同的测量引线可能会增加 1%到 2%的效率（较大的那个值是准确的）。

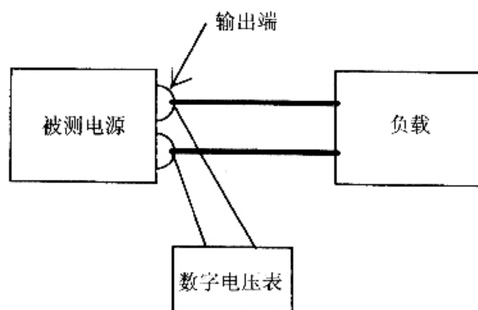


图 4 – 3　传输电流的导线和测量电压的导线要分开

同样由于引线压降的问题，在测量输入或输出端的时候，必须把探针尽可能的靠近被测源。因为电流流过时在接线端于上会产生压减。测量效率的正确方法是测量时尽可能把探针靠近电源，并把功率连接线接得更牢固。

7. 测量低阻值的电阻

用几乎完全相同的方法可以测量非常小阻值的电阻。例如，需要知道 PCB 上的布线的阻值，或者变压器的绕线内阻，虽然用一台四线制的欧姆表也可以测量这些小电阻，但这种仪器在实验室里并不常见。最好的方法就是在该电阻上通过 1A 或 10A 的电流，然后用数字电压表测量电流流过时产生的电压降——注意必须把探头放在功率连接点的内部，如图 4-4 所示。

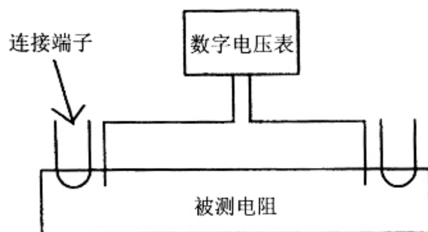


图 4-4　用电流源和数字万用表可以测量小阻值的电阻

8. 用分流器测量大于 10A 的电流

由于很多数字万用表不能测量超过 10A 的电流，碰到这种情况时，可以选用分流器，然后用数字万用表测量分流器上的电压。关于分流器，我们已经在第 3 章已经作过简单的介绍，一般它有两个端子，既传递功率又测量电流。分流器一般会有 1% 左右的误差，不过，采用交叉校正办法可以进一步提高测量精度。也就是说，让分流器中通过精确的 1A 电流，然后测量其电压，再计算分流器的电阻，这样分流器就有了对应的标尺。这里必须保证数字万用表和分流器必须连在一起使用，否则交叉校正就会失效。

9. 怎样用数字万用表测量 MOSFET

当然，不能用数字万用表来测量 MOSFET 的实际参数，但可以判断 MOSFET 是否击穿。技巧在于数字万用表的电阻档可以产生足够的电压来开通 MOSFET 的门极。（那些由电池供电的数字万用表电压不够高，除非是逻辑电平的 MOSFET，否则不能使门级开通。）

检查 MOSFET 的时候，首先要测量漏极和源极之间的电阻。就是把数字万用表的正极连接到漏极，负极连接源极，通常情况下，测量结果等于或大于 10MΩ，如果测得的电阻值比较小，那么 MOSFET 就可能已经被击穿了。然后再测量门板和源极之间的阻值，大概也在 10MΩ 左右。保持门极悬空，再次测量漏极和源极之间的阻值，如果 MOSFET 正常，测量结果大概在 2kΩ 到 3kΩ 之间。如果测量结果还是很大，可能是 MOSFET 被锁住了，在测量门极和源极之间电阻值时，电压不够高，不能使门极开通。

注意　在测量最后一步时（测好门源极电阻以后继续测量漏源极电阻），如果测量结果在 20 到 30kΩ 之间，很有可能这个 MOSFET 已经被击穿了。需要用仪器进一步测量漏源

极之间的击穿电压。一般来说，数字万用表测量得到的结果可以证明，这个 MOSFET 可以扔掉了，也可以把它送给作失效分析的研究人员，他们可能有兴趣。

第四节 电子负载

1. 为什么稳定的变换器会出现振荡

电子负载使用起来非常方便，有了电子负载以后就不需要再去寻找那些功率大、阻值特殊的电阻作负载，当然也不需要用风扇对负载电阻进行散热。但需要注意的是，电子负载有自己的一些限制，否则你可能以为变换器电路出了毛病，花很多时间去检查电路上的问题，而这些问题其实出在电子负载上。

电子负载一般是由一些工作在线性区的功率晶体管并联而成，并由一个或多个负反馈环路控制，因为功率晶体管工作在线性区，所以要消耗能量。通过不同的控制回路，就可以使电子负载呈现为电阻负载、恒流负载或者是恒压负载。

不管电子负载表现为什么形式，它一定是由反馈回路控制，其中的反馈回路都有一定的带宽限制。一般地，带宽的典型值在 1 ~ 5kHz 左右。如果变换器超过了电子负载的带宽，电子负载中的晶体管可能无法表现为电阻特性。结果可能导致变换器工作不正常，并出现振荡。所以，如果你的变换器出现振荡情况，建议先检查一下负载。

实用提示 在开发变换器的时候，如果可能，最好使用电阻负载。在找出所有故障，批量生产时使用电子负载。如果确实需要使用电子负载，最好在负载输入端并联一个电容，以降低负载的高频阻抗。

2. 最小输入电压

电子负载正常工作时一般都有最小输入电压的限制，因此，当你准备把电子负载接入低于 5V 的电路中时，最好先看一下手册（基本上电子负载不能在负电压情况下工作）。一般地，最小电压值在 2 ~ 3V 左右。有些电子负载可以在小于最小输入电压下工作，但这是有害的，这时它们的电阻特性可能已经不正确，而你可能会用很多时间去检查变换器。

第五节 示波器

混叠效应

如果你不知道或者不是很清楚什么是混叠效应，可以做个小实验。用一个频率发生

器产生一个 100kHz 的正弦波，然后把它接到一台示波器上，把示波器的时标调到 10μs/格，可以看见 10 个周期的波形。然后提高扫描时间，100μs/格即 1ms/格。当时标设置为 10ms/格时，你会突然再一次看到一个完美的正弦波形（如果不是，尝试调整扫频）。出现这种现象的原因是由于示波器只能显示有限的点，如果需要显不波形的周期太长，那么示波器无法显示真实的波形，其余的就无法看到（教科书中会给出详细的数学解释）。

如果示波器每秒时间内的采样点太少，或者没有足够的内存来存储一个扫频周期内的所有采样数据（电源实验中更容易出现这种问题），就可能发生“混叠效应”。比如示波器的每个通道可以采集 1000 个点，如果时标调到 10ms/格，那么示波器扫描时间为 10ms/格 × 10 格 = 100ms，每个点之间的间隔就是 100ms/1000 点 = 100μs，处于这个时间间隔以内的数据就无法采到，信息可能会丢失，仪表上显示的频率有可能低于实际频率。

由于存在混叠效应，示波器显示的波形可能不等同于原来真实的信号，实际上，有时数字示波器显示的波形并不是实际电路中真正存在的。如果你对被测波形并不是很清楚，就可能犯错误。在测量低频信号波形时，如果发生混叠效应，就会看不到正确的波形，你会很奇怪为什么两次看到的波形怎么会不一样。当你在测量一个新的波形时，最好的方法是，尽可能用多种的不同的扫描时间来观察，这样可以保证能够掌握波形的原貌。更原始的方法可以用一台模拟示波器来测试一个未知的波形，因为模拟示波器不存在混叠的问题。

第六节　网络分析仪

网络分析仪是用来测量系统对正弦波响应的仪器；即它产生一个频率随时间缓慢变化的正弦波，然后测量系统对正弦激励的幅频特性和相频特性，最后确定系统的传递函数。网络分析仪的用处很多，大到用来测量变换器的闭环响应，小到测量电容的阻抗特性。

网络分析仪是环路测量中必须要有的仪器，我们将在第 6 章关于稳定性的问题中给出详细介绍。由于这种仪器比较复杂，也没有像示波器那样为大家所熟悉，这里，我们对型号为 HP3562A 的网络分析仪作一些详细的说明，这个系列的网络分析仪价格中等。HP3562A 是用来测量系统闭环特性的，测量阻抗不是很方便。但是用来测量环路时能够很好的工作，这是介绍下面操作指导的目的所在。其他型号（如 Venable 仪器）在功能上类似。不同的网络分析仪内部的工作原理是相同的，只在按键等方面有所差异。

操作步骤

下面介绍的 10 个操作步骤中，凡是仪器面板上有标签的按键我们都用按键表示，出现在显示屏上的按键用选择表示。

（1）机器开机时需要一分钟时间的预热并执行自检验程序。启动 HP3562A 首先要做的是按下按键 Cal，然后选择 Auto Off。这个系列的机器有些特殊，测量的时候，机器可能

在没有任何提示的情况下进行自动校准，而在校准时会产生信号，这可能影响测试甚至损坏电路。

(2)第二步，选择测试模式。为了测试变换器的闭环响应，首先要让仪器产生一个随时间变化的正弦波。按下按键 Meas Mode，选择 Swept Sine。其他类型的机器可能会要求选择网络分析模式或相位增益模式。

(3)接下来是设置测试闭环响应所需要的频率范围。一个中等带宽交换器的典型频率范围一般在 10Hz 到 10kHz 左右，即 3 个十倍频程。这里，我们需要设置扫描速度。以这个型号的分析仪为例，考虑到信噪比和操作者的需要等待时间两方面的因素，我们建议把扫描速度设为 30s 每一个十倍频程 这样，整个扫描过程需要 1.5min 的时间。你也可以选择平均次数(对某个频段进行扫描并平均的次数)，但在这个例中我们没有用到这个功能。在网络分析仪中，还可以在扫描速度设置中设定窗日带宽。按下按键 Freq，选择 Start Freq。在键盘上按下按键 10，然后选择 Hz，接下来选择 Stop Freq，按下按键 10，再选择 kHz。最后选择 Sweep Rate，利用按键 Up/Down 选择 30s/Dc。

在扫描频谱的低端时，波形可能会出现一些混乱现象，降低扫描速度或增加平均次数可以解决这个问题，不过相应的也会增加扫描时间。

(4)接下来是显示设置。要绘制波特图，需要幅频特性和相频特性两条曲线，有些机器会在相位增益模式中自动得到。按下按键 A，得到 A 的曲线，再按下按键 Coord，选择 Mag(dB)。然后在扫描开始时按下按键 Meas Disp，选择 Frpq Resp。

(5)接下来按同样的步骤得到另一条曲线 按下按键 B，按下按键 Coord，选择 Phase，然后按下按键 Meas Dips，选择 Freq Resp。

(6)按下按键 Active Trace A/B，可以同时显示两条曲线，像一般的波特图一样，上面显示幅频特性，下面显示相频特性。其他型号的机器会把两个图形用两种不同的坐标量程显示在同一个图里。

(7)为方便起见，可以让机器自动控制纵向坐标的量程。按下按键 Scale，选择 Y Auto Scale。如果你有特殊的要求(比如像在第 6 章中那样不显示 0°以上的相位)，可以关闭自动确定量程的功能，由自己来分别设定。按下按键 A 或按键 B，选择 Y fixed Scale，通过键盘确定最大和最小显示范围，仪器不会显示量程范围以外的波形。

(8)现在，我们要设置用来驱动系统的输出信号。在做闭环测试时，建议从 100mVAC 开始。按下按键 Source，选择 Source Level，然后通过键盘输入 100，选择 mV 也可能通过按键 Up/Down 来确定。仪器默认 DC Offset = 0，不过默认是可以修改的。

通常，电源驱动能力不足很可能导致中频部分的图形些不平滑 可以通过增大驱动能力使波形变得平滑一些。但必须遵循下面的注意事项。

(9)最后，打开指针(这无论对当前的测量还是以后的图形说明都是很有帮助的)，按下按键 X。

(10)一些机器(不包括 HP3562A)会要求你指定每个通道的输入阻抗和输入衰减。输入衰减可以是任意值(通常设为 0dB 或 20dB)，只要两个通道的值相同就可以。当出现“输入过载”的警告时，意味着需要增加输入衰减。输入阻抗一般都设为 1MΩ。或许你会

碰一些输入阻抗只有 50Ω 的仪器，要注意的是这种仪器是不能用来做闭环测试的，因为 50Ω 的阻值为严重扰乱系统。

至此，这台网络分析仪的设置已经准备完成。但是，在动手做实验之前，还有一些事情必须先搞清楚。最重要的是不要认为在没有信号的情况下，或关掉电源也能够使系统构成闭环。千万不要那样做！通过叠加器的方法，断开 Source 信号会使叠加器的输出电压增加一倍，导致你的电源输出电压增加一倍。撤除交流信号的正确方法是通过按键 Source 将电压调到 0V。如果使用变压器方法，那就不必要这样做了。

另外，在分析仪扫频的时候，需要用另一台示波器来监视门极驱动信号。虽然分析仪输出信号的幅值是稳定的，但变换器的响应却是不稳定的；低频的驱动信号可能会引起占空比较大的变化，但当驱动信号的频率接近变换器带宽的时候，占空比的变化降为 0。你必须尽量避免这个问题，如果占空比降为 0，变换器就停止工作了，系统的传递函数也就无法测量。所以在频率扫描时候需要监视门极占空比的变化情况，以保证系统正常工作。在波特图上，失去占空比表现为一个突变的、不连续的跳跃（不同于别人的测量结果）。

实用提示：开始调节信号幅度之前，首先调节时标，使整个屏幕只显示一个占空比周期（上升沿触发，如图 4－5 和 4－6 所示），然后慢慢增加电平的大小，直到能看出下降沿出现一些小的抖动。图中给出了好的和不好的两种驱动电平。图 4－5 的门极驱动比较合适，下降沿的抖动是由于闭环调制引起的。图 4－6 则显示过调制，不仅抖动很严重，在低频的某些位置占空比降到了 0。

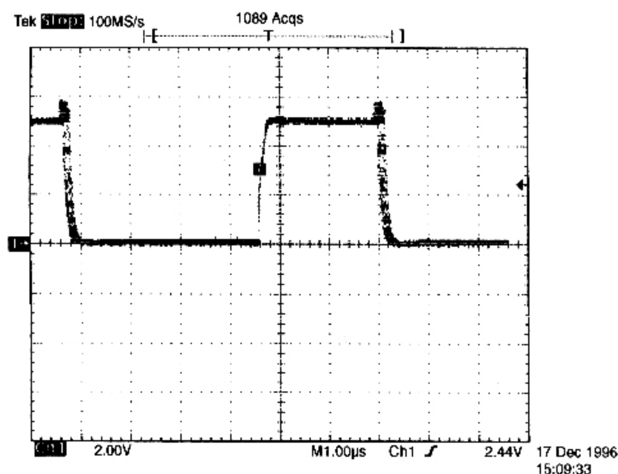


图 4－5　门极驱动波形，表示合适的网络分析仪驱动电平

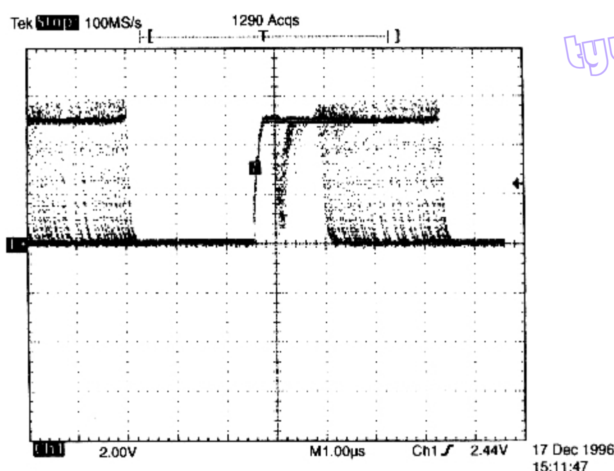


图 4－6　门极驱动波形,驱动电平过高

上面这些都设置好以后,现在你就可以按照以下的顺序打开系统了:打开叠加器电源,接上变换器输入电源,然后按下 Start 键让网络分析仪开始扫频。如果要停止扫频(按下 Pause 键),把刚才的顺序反过来:先关掉变换器的输入电源,然后再关叠加器的电源。严格按照这个顺序操作,可以避免变换器工作于开环状态。大家知道,开环工作是非常很容易损坏变换器的。因为叠加器位于反馈环的内部,当然如果叠加器没有电,整个回路就是开环的。

第七节　奈奎斯特图

根据测量得到的数据,HP3562A 网络分析仪也能用来绘制奈奎斯特图。要使用这个功能,只需按下 Coords 键,选择 Nyqust(sic)。因为只有一个相位,最好打开一个通道 A。否则你就会得到两个一样、但只有一半的图形。请注意,不是所有的网络分析仪都能够显示奈奎斯特图的。

第五章　磁性元件的实用设计

第一节　磁的基础知识

1. 引言

要设计一个实用的磁性元件似乎需要花费很长的时间。因为有很多内容要做选择和决定:磁芯材料、磁芯类型、导线规格等等,而且总是没有唯一的最佳选择。设计完成以后,还必须对元件的性能进行实验测试,接下来还要确保你设计出来的产品在成本价格上是合适的。

记住,尽管你可以花较多时间成功地设计一个滞环比较器:检查电阻的误差、温度系数、漏电流和偏置电压等等,但是不要指望轻而易举得到磁性元件设计方案。

这一章将提供大量的实用信息,使你的磁性元件设计工作即使不会变得很容易,但至少也会更加直接。虽然,现在有关磁场的基础理论已经是很成熟的,但是工程师们对这方面知识的理解模糊不清也是很常见的,因此我们最好先复习一下有关理论知识。介绍的重点仍然是对磁性元件实用设计非常重要的一些理论。介绍了这些理论以后,剩下的章节将一步一步地指导大家来设计一个性能优良的磁性元件,最后一节是关于如何使你的设计可生产化。

最后要说明的是——这一章不可能囊括磁性元件设计方面的所有知识。事实上,这一章主要介绍效果良好的、可用的、可靠的设计方面的关键知识:学习有关邻近效应、场的分布和其他一些需要专门学习的高级知识。

2. 安培定律

让我们从基础开始。所有的磁性元件从根本上都遵从两个定律:安培定律和法拉第定律。

参见图 5-1,我们想像一下:有 N 匝导线,围绕周长为 Length 的线圈,同时线圈上通过 IA 的电流。(图中的矩形仅仅是一个用来固定导线、让导线保持一定形状的架子,如果你喜欢的话,可以用塑料。在后面将要介绍的有关材料磁导率中,这个矩形将表示磁芯。)安培定律描述了这两个参数和线圈产生的磁场 H 之间的关系:

$$\text{Length} \times H = I \times N$$

我们可以通过采用增加线圈匝数或增大电流的办法来增强磁场。

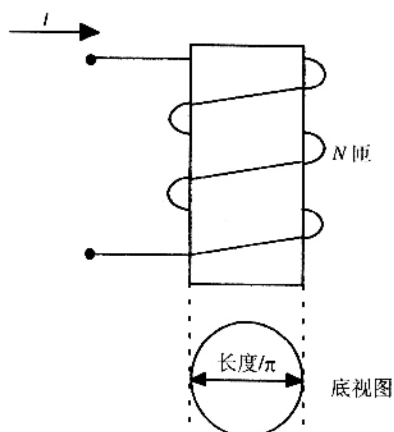


图 5－1　N 匝导线统成的线圈流过电流 I(A)。
线圈的圆周长等于 Length

3．法拉第定律

对磁性元件来说，第二个很重要的定律是法拉第定律。参见图 5－2，想像一下：我们有一个由 N 匝导线绕成的导线，其包围的面积为 A。如果穿过这个导线所构成的闭合回路的磁通是变化的（例如，可能是通过另外一个磁环上耦合过来的，而那个磁环的磁通一直是变化的），法拉第定律就是描述这些参数和线圈两端感应电压之间的关系：

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}=\frac{\mathrm{d}(BNA)}{\mathrm{d}t}\rightarrow$$

$$V=NA\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}$$

其中 $V=$ 磁通变化率。

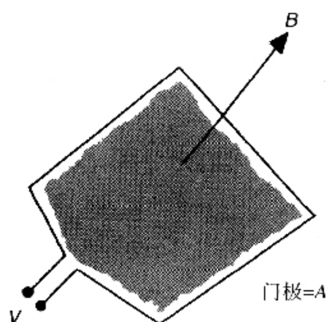


图 5－2　导线环闭环面积 A 与电压 V 和以及磁通 B

4. 关于电感

从安培定律和法拉第定律这第两大基本定律出发，我们可以推导出电感特性的表达式。首先，B 和 H 之间存在一个关系。这两个参数到底表示什么呢？刚才，我们对这两个物理量没有加以区分，都把它们称为"磁场"。事实上，它们确实是一样的，仅仅是由于历史上的原因才用了不同的符号来表示：H 描述自由空间的磁场，B 描述磁性材料内部的磁场。但事实上它们确实是同一个东西。它们之间的关系由磁性材料的特性——磁导率 μ 决定。你可以把 μ 想像成磁性材料的"增益"，因为 μ 使内部的磁场比没有磁性材料的外部空间更强：

$$B = \mu H$$

我们把这个式于代入法拉第定律（在这些基本知识中，假定 μ 为常数），可以得到：

$$V = NA\mu \frac{\mathrm{d}H}{\mathrm{d}t}$$

从安培定律我们可以知道：

$$H = \frac{IN}{\text{Length}}$$

所以

$$V = \frac{N^2 A\mu}{\text{Length}} \frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t}$$

那么可以把电感定义为：

$$\text{电感} = L \equiv \frac{N^2 A\mu}{\text{Length}}$$

请注意：理想的电感是和匝数的平方成正比！根据这个定义，我们得到下面这个熟悉的关系式。

$$V = L \frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t}$$

这个式于表明电流的变化率是由电感两端电压决定的。

5. 混乱的单位

工程师们通常使用电压单位伏（V）和电流单位安（A），不用考虑就知道它们相除的结果：得到的单位是欧（Ω）。不幸的是，磁的计量有两套不同的单位：厘米－克－秒[CGS（cm－g－s）]和米－千克－秒[MKS（m－kg－s）]，磁性元件的设计混合了这两套单位。原因仍然是因为历史的关系。所以对磁性元件，你一定要小心查看单位，确定换算因数，比如10或4π。（4π来源于麦克斯韦方程使用的单位。）表5－1详细地介绍这些单位。

表5－1　磁学中常用单位MKS和CGS

	MKS	CGS
磁场强度（H）	特（T）	奥斯特（Oe）

续表

	MKS	CGS
磁感应强度(B)	特(T)	高斯(G)
电感	亨(H)	平方秒每厘米(s^2/cm)
电压	伏(V)	静电伏特
电流	安(A)	静电单位每秒(esu/s)
面积	平方米(m^2)	平方厘米(cm^2)

请注意,同一个计算中会经常同时用到高斯和亨两种不同的单位!这就会导致混乱,因为这两个单位来自两套不同的体制。但是,有谁听说过静电伏特?如果 MKS 单位制用特描述磁场,那么 CGS 单位制里就有两种不同的名字:奥斯特和高斯。表 5-2 给出了两套单位之间的转换关系。

表 5-2 MKS 到 CGS 转换

MKS	(等于)	CGS
$1m^2$		$10000cm^2$
1V		1/300 startvolt
1A		3×10^9 esu/s
1H		1.113×10^{-12} s^2/cm
1T		10000G

你可能对单位的混乱已经有所准备,要小心有时候会碰见一些表上没有列出的单位。“安培-匝/厘米”是奥斯特的另外一个名字(因为 Length(厘米)$\times H$(奥斯特)$= I$(A)$\times N$匝))。如果觉得这样还不够混乱,有时甚至会用到英制里单位!注意到 1 圆密耳 $=5.07\times10^{-6}$厘米²。此时,“密耳”指千分之一英寸。

注意到 μ 无量纲的,因为 B(高斯)和 H(奥斯特)其实是一样的:磁导率仅仅是一个数值。最后,用面积(平方米)和长度(厘米),得到电感(亨),表示如下:

$$L=\frac{4\pi}{10}\frac{N^2\mu A}{\text{Length}}$$

6. 神秘的词:三个“R”

如果你曾经读过磁学方面的文献,你可能遇到“三个 R”:电抗(Reactance),磁阻(Reluctance),剩磁(Remanence),这三个词和工程上的很多方面有关系,很容易让人混淆。我们先快速介绍这几个“R”的词,主要是为了揭开它们到底神秘在什么地方。

电抗(Reactance)类似于电阻,是一种阻抗。电感的电抗是 $x=2\pi fL$(希腊字母发音“kai”)类似于电感的欧姆定律表达式为 $V=Ix$。别忘了电抗和电阻相位角相差 90°,所以

同时含有电抗和电阻时总阻抗的大小表示为：

$$|Z| = \sqrt{R^2 + x^2}$$

剩磁(Reluctance) 这是磁性材料的特性——磁滞。假设某一磁场穿过磁性材料(例如 磁性材料绕制的线圈通过电流——安培定律)。然后,逐步减小磁场直到零。磁性材料内部将仍然有磁场存在。这种剩余磁场的大小就是剩磁。谁关心剩磁？例如一个变压器的内部磁场总是经过零点并周期性的增大减小 这时剩磁的大小和磁场周期性的变化所引起的、消耗在磁性材料内部的功率大小有关。以后将会讨论磁芯损耗的问题。

磁阻(Remanence) 这是电路和磁路之间类比的术语——它的用处在于 :大家可以用自己熟悉的电路知识来理解非常难懂的磁路。但这样做好像有很大的缺点。在类比中,我们定义磁阻为：

$$R = \frac{1}{\mu A}$$

根据安培定律和磁通的定义 $\Phi = BA$,我们可以计算出电流流过多匝闭回线圈的效果：

$$I_{tot} = IN = \text{Length} \times H \frac{\text{Length} \times B}{\mu} = \frac{\text{length} \times \Phi}{\mu A} = R\Phi$$

因此,如果我们说 Φ‘ 对应于 ’电压,那么剩磁就‘ 对应于 ’电导(1/电阻),因为它们的乘积是电流。“ 对应 ’就是类比的基础。

在实际应用中,工程师们几乎从来个用这种类比的方法,他们仍然使用等效电路模型。在后面讨论漏感的那一小节中,我们将给出应用这种类比方法的一个例子。

第二节　理想变压器

我们先从近似理想的变压器开始讨论磁元件。这种近似模型可以具有多种用途,有助于我们推导出后面将要介绍的非理想变压器模型。根据定义,变压器是这样一个变换器件 输入功率等于输出功率,没有时间滞后。这一点是区分变压器和电感不同的地方,电感可以在一段时间内储存能量,过一段时间以后再把能量释放出来。

理想的变压器有两个绕组绕制在同一个磁芯上(图 5 – 3 中用波浪线表示)。磁芯在这里为磁性材料 如果是磁芯是空气,中间的两条直线就没有。最后,电流的方向(或者所加电压的极性)用圆点表示 :至于圆点表示的是绕组的开始端还是结束端那没有关系,只要变压器每个绕组的定义一致就可以了。物理上,这意味着有两种不同的绕线方式(图 5 – 4) 绕组从上开始往下绕或者从下往上绕。当你实际绕制时,选择其中一种或另一种：如果圆点表示从下开始往上绕,那么在绕制每个绕组时应该遵守同样的法则。只要按照这种方法去绕,两种不同绕法的结果在电气上是等效的。

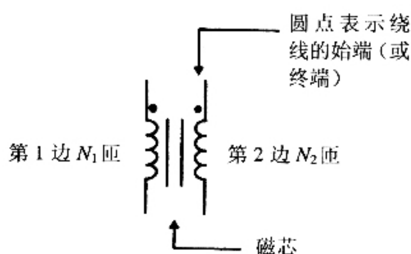


图5－3 电路图中，圆点表示绕线的开始端或者结束端：
只表示和另外一个统组的关系。两条竖线表示磁芯

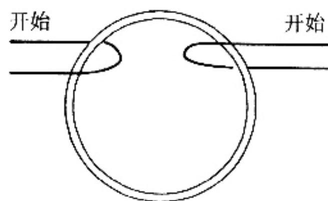


图5－4 两种绕线方法：从上面开始向下绕
（右边绕组），或从下面开始向上绕

现在让我们对理想变压器的每一侧应用法拉第定律。对原边有：$V_1 = N_1 \times A_1 \times \mathrm{d}B_1/\mathrm{d}t$，对副边有：$V_2 = N_2 \times A_2 \times \mathrm{d}B_2/\mathrm{d}t$。因为两个绕组绕在同一个磁芯上，所以截面积相等，$A_1 = A_2$。而且是理想变压器，穿过一个绕组的所有磁通都会耦合到另外一个绕组（这是所谓'理想'的定义要求），那么就有 $B_1 = B_2$。因此：

$$\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2}$$

这就是为什么变压器的统组计算经常采用'每匝电压"。这个等式告诉我们理想变压器每个绕组的每匝电压是相等的。

理想变压器的输入输出能量是守恒的，不能储存能量——确切地说就是有多少输入就马上有多少输出，没有时间延时。同样，这也是变压器的所定义的一个特性。数学上表示就是输入功率等于输出功率

$$V_1 I_1 = V_2 I_2$$

把这个方程和 V、N、I 结合在一起，可以得到：

$$I_1 N_1 = I_2 N_2$$

那么 如果电压上升，电流就会下降。

实例

一个（理想）变压器的输入电压为48V，输入电流为2A，输出电压为24V，那么输出电流一定是4A，因为48V × 2A = 24V × 4A = 96W。

反激式‘变压器’是怎样的磁性元件

我们在第二章曾经提到过，反激式变压器和普通变压器虽然名字是相同的，但是物理上却很不一样。变压器传输能量(输入能量=输出能量)，而电感却存储能量。反激式‘变压器’在功率变换器的开关周期的不同时间里既用作电感，又用作变压器！也许它应该另外取个名字。(你有什么好的建议吗？“informer”已经有另外的意思了，其实‘transductor”听起来不错。)

我们来仔细看看图5-5所示的(隔离式)反激式变压器是如何工作的。当开关导通时，反激式变压器的作用如同一个电感。因为导通时，理想开关可以认为是短路，那么正电压就全部加在原边绕组上，原边电流逐渐上升。能量被储存在原边电感中，$E=\frac{1}{2}LI^2$。当开关关断时，反激式变压器的作用和普通变压器一样，如图5-6所示。因为开关关断的时候，可以认为是开路的，电流在原边没有通路，因此通过二极管在副边释放能量。能量从原边传到了副边。因此可以看到：反激式变压器在一个开关周期内既表现为电感又表现为变压器。稍后，我们将要设计一个反激式变压器。

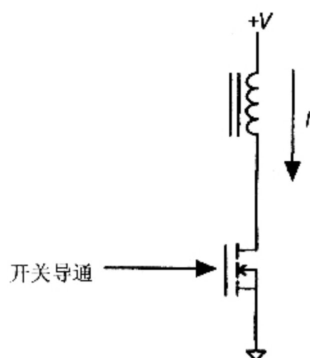


图5-5　当开关导通时，(隔离式)反激式‘变压器’如同串感，储存能量

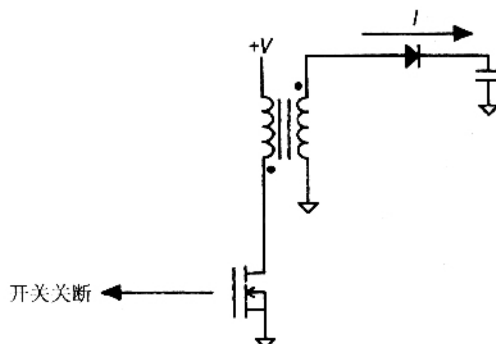


图5-6　当开关关断时，反激式‘变压器’如同变压器，把能量传输到副边

第三节 实际变压器

相对于理想变压器，实际变压器有很多非理想特性。包括磁芯的耦合不理想、磁芯损耗以及磁饱和。这些非理想特性中最基本的也许就是磁苍耦合的不理想；其他几个非理想特性将在下面章节的内容中介绍如何处理。

非理想的磁芯耦合是由于把磁通耦合到了空气中。如图 5－7，磁芯中一个绕组产生的磁通并不"想"拐直角弯，因此有一小部分磁通就会逃逸到空气中。类似地，带有气隙的磁芯，磁通需要穿过很窄的空气间隙，其中的一部分磁通没有穿过气隙的另一侧磁性材料，而是通过空气后返回磁芯。对于环形变压器，虽然理论上磁通可以很好的耦合到副边，实际上绕组总存在一些不对称的地方，因此也会有一小部分漏散到空气中。根据磁电类比的方法，如图 5－7 的电路可以用图 5－8 的模型来代替。

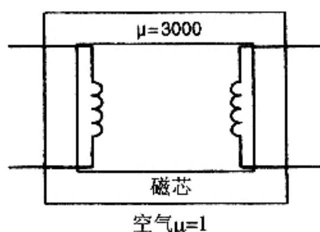


图 5－7 因为磁芯的磁导率是有限的，因此并不是所有的磁通都穿过磁芯，有些漏散到空气中

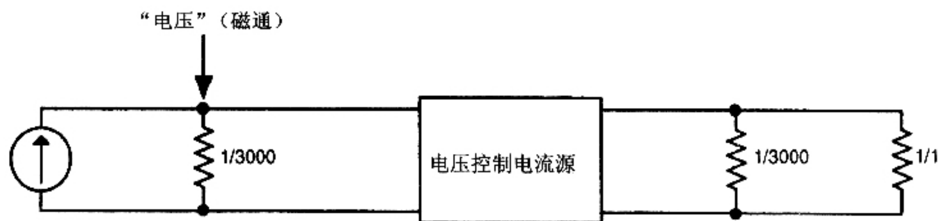


图 5－8 用等效电路模型来代替图 5－7 的电路

用类比的方法，原边绕组的激励电压"对应于"电流源。磁芯的磁导率"对应于"电导率，所以其模型为电阻，阻值为磁导率的倒数（1/3000）。产生的电压（磁通"对应于"此电压）转换为磁芯另外一侧的电流源。产生的电流在磁芯（电阻 = 磁导率的倒数 = 1/3000）和空气中流通（电阻 = 空气磁导率的倒数，如 1）。这个电流可以用来模拟磁通穿过磁芯和空气的情况：其中有 3000/3001 的磁通穿过磁芯，而 1/3001 的磁通穿过空气，两者的相

对值由磁导率决定。

穿过空气的那部分磁通被称为漏磁通 模型中有部分电流并不流过磁芯‘ 电阻 ”,所以在副边绕组产生的电压要比原边折算的理想电压小。(因为电阻之间是并联的关系,所以电流产生的压降变小了。)因为一部分磁通没有耦合到副边,我们可以考虑这部分非理性耦合因素的影响,对原来的理想变压器模型进行修改,得到改进的模型(如图 5－9)。可以看到,模型的中间部分仍然是理想变压器。原边串联了一个漏感。在这个模型中,漏感可以串在原边,也可以串在副边,两种接法都是正确的。副边的折算电压要从总电压中减去漏感上的电压 我们在图中把漏感画在原边。

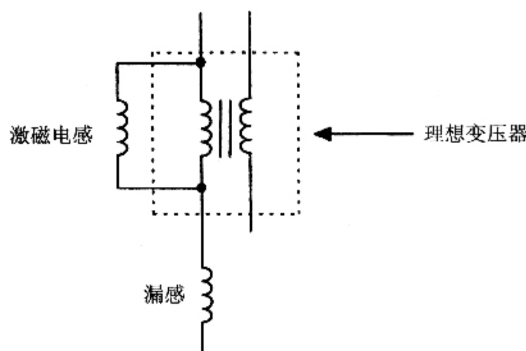


图 5－9　实际的变压器包含激磁电感和漏电感,
两者都影响变压器的理想特性

实例

如果原边线圈 10 匝,感值 100μH,所加的电压为 40V 副边线圈 20 匝,电感值 400μH,电压 80V,那行副边电感值是原边的 4 倍(电感和匝数的平方成正比)。如果原边漏电感为 1μH,那么副边漏电感就为 4μH(匝数的平方)。这样说是合理,因为不管漏感在变压器的哪一侧,漏感立生的压降百分比都是相等的 :1μH 对应原边 1 匝($(10\text{ 匝})^2 = 100\mu H$,所以 $(1\text{ 匝})^2 = 1\mu H$),副边 4μH 对应 2 匝($(20\text{ 匝})^2 = 40\mu H$,所以 $(2\text{ 匝})^2 = 4\mu H$),同时在原边的电压降百分比为 $4V/\text{匝} \times 1\text{ 匝} = 4V = 40V \times 10\%$,副边压降百分比为 $4V/\text{匝} \times 2\text{ 匝} = 8V = 80V \times 10\%$。请在图 5－9 上做好标记,这样你可以看得更清楚—不妨试一试!

实用提示 漏感是因为磁通耦合到空气中才产生的,并不是磁芯的问题。这一点说明漏感的大小仅仅取决于线圈的几何形状 而与统组所缠绕的磁芯材料无关。

图 5－9 中我们还可以看到激磁电感。因为磁芯材料的磁导率是有限值,原边的电感量也是有限值(同样,副边也是有限值)。这就意味着只要在变压器上加上一个电压,就会有流过一定的电流。变压器的‘ 激磁电流 ’是‘ 没有用的电流 ”(并不耦合到副边),所以它是并联在原边的。(对于激磁电感,我们把原边看作是一个加上了电压的绕组,而不是负

载。）激磁电流 I_m 的计算式子为：

$$V = L_m \frac{dI_m}{dt}$$

总之，激磁电感、漏感都和损耗有关系，因为变压器工作的时候这两个电感都和能量有关系，而这一部分能量又不传输给副边的负载。所以，由于激磁电感和漏电感的存在，实际变压器的效率不可能达到 100%。

1. 磁芯材料

实际变压器（或者电感）的另外一个话题是磁芯材料的选用。实际磁芯材料不仅磁导率有限，还有损耗，还会出现饱和（下一节将具体讨论），而且至少有很多种磁芯材料的磁导率、损耗和其他特性还与温度有关！要具备一定的经验和知识才能协调好这些因素。在这一章的后面内容中我们将通过几个实际设计来具体地探讨这些问题。现在，我们先看一表 5－3，以便全面了解几种重要而且实用的磁芯材料，以及把它们在不同应用场合的优缺点。

2. 饱和

前面几节多次提到了"饱和"的概念，现在我们来解释什么是"饱和"：当磁芯中的磁场强度超过一定值时变压器就会饱和——磁导率从很大数值快速下降到几乎为 1。这意味着电感值迅速减小，在有些电路中，会出现严重的后果，绝大多情况下都应该避免磁芯的完全饱和。

表 5－3 磁芯材料：优点、缺点和应用场合

材料	特点
空气	优点：空芯磁心不会饱和！ 缺点：空气的磁导率为 1，所以空芯电感的电感量很小。具体来说，空芯绕组能得到的最大电感量仅仅为几个微亨。另外，和本身的定义一样，空芯电感的每一匝磁通都要穿过空气，所以损耗和 EMI 问题很严重 应用场合：空芯电感主要用于无线电射频电路，几微亨电感的线圈长度很长。虽然有人在超高频功率变换器中也偶尔提到应用空芯电感，但是，这实际上是不可能的！原因在于 EMI
铁氧体	优点：铁氧体材料（很多厂家生产铁氧体）的磁导率高，可以用来制作较大容量的电感。不同磁通密度下磁导率几乎为恒定值。不同的频率范围内，有多种可以优化损耗的铁氧体材料。初试磁导率的控制容易，可以通过气隙来调节 缺点：铁氧体材料的饱和特性很硬（饱和时，磁导率变化很快） 应用场合：用于功率变压器或者噪声滤波器
铁镍铝合金粉（MPP）	优点：铁镍钼合金磁粉芯（MPP）具有软饱和特性。磁导率大小的范围很宽，生产厂家能够很好地控制磁导率的大小 缺点：在电源的开关频率上，MPP 的损耗比铁氧体大 应用场合：MPP 磁芯用于电感，或者含有很高直流分量的噪声滤波器

续表

材料	特点
铁粉	优缺点：铁粉磁芯的饱和特性比 MPP 磁芯要略硬一些。磁导率大小的范围很宽，磁导率比 MPP 要小一些。这意味着相同电感和电流容量下，铁粉芯磁芯的体积要比 MPP 磁芯的体积更大。最大的优点是价格比 MPP 便宜 应用场合：与 MPP 磁芯相同，尤其是在一些成本要比体积尺寸更为重要的场合
硅钢片	优点：钢的饱和磁密非常高，可以用来制作很大的电感。不要因为这是一种老的材料就忽视它。在很多场合，如高密度的变换器，硅钢片磁芯可能是唯一的选择 缺点：很多应用情况下，硅钢片磁芯的成本太高，而且很重。饱和特性很硬，高频情况下损耗比铁氧体磁芯大。另一方面，请注意一些新型的软磁材料，这些新型材料已经克服了很多缺点 应用场合：功变由感，低频变压器

“饱和”特性对铁氧体和硅钢片磁芯来说是很明显（硬）的，因为磁芯饱和的变化非常突然：磁感应强度在原先的基础上再增加 1 或 2 奥斯特，磁导率就会垂直下降。（但是不要忘记：这些材料的饱和磁密还是温度的函数。）

但是，磁通增大时 MPP 磁芯磁导率下降就非常缓慢（软饱和），实际上 MPP 磁芯通常特意工作于略低的磁导率下：对于这种材料来说，“饱和”这种说法并没有严格的定义。

实用提示：实际工作中可以这样来判断，如果电流稍稍增大，磁导率下降达 20%，我们可以认为这个磁芯饱和了。

实例

Philips[1]公司生产的铁氧体 3F3 材料，25℃时的磁感应强度可以大于 5000 高斯。磁场强度（H = 奥斯特 = 安·匝/厘米）继续增加，磁感应强度 B 不会有很大的增大，如表 5－4 所示。

表 5－4　磁通增加，磁导率下降：材料 3F3

H(Oe)	B(G)
0.5	1000
1.0	2000
1.5	3000
2.0	4000
2.5	5000
3.0	5100

磁场强度 H 从零开始,每次增加 0.5 奥斯特,相应的磁感应强度 B 每次增大 1000 高斯。当上升到 5000 高斯时磁芯突然饱和:H 再增大 0.5 奥斯特 B 只增加 100 高斯;如果 H 再增加 0.5 奥斯特,B 只增大几高斯。最后,H 每增加 1 奥斯特,B 只增大 1 高斯,就是磁导率 = 1;磁芯已经饱和!

3. 磁芯的其他局限

我们还要提醒磁芯的其他几个非线性特性,这些特性在实际应用中也是很重要的。

(1)居里温度

超过居里温度,磁芯就会"退磁",并且永久性地丧失磁性。3F3 材料的磁芯其居里温度为 200℃,所以在达到这个温度之前,一般的骨架就会熔化甚至漆包线就已经失去绝缘的作用。对于环形磁芯(因为没有骨架),如果使用耐高温绝缘导线,还是有可能到达居里温度的;但是,很明显这是绝对不允许的!

(2)磁芯损耗

无论什么时候,只要磁芯上的磁通发生变化,就会有功率损耗,这些损耗转化为热。损耗的大小是一个与很多变量有关的复杂函数,如磁场强度的峰峰值、温度、频率以及所使用的磁芯材料等等,其中磁芯材料肯定是有关的。但是,我们可以看到,直流的磁场强度并不会引起磁芯损耗;没有交流脉动的直流电感没有磁芯损耗!

实用提示:磁芯材料的数据手册中有关能量损耗的曲线和计算公式仅仅适用于正弦波的情况!如果磁通中有直流分量,或者磁通是非正弦的,损耗大小就会不一样,因为 $B-H$ 迟滞回线不同了。在这种情况下,没有人知道如何计算损耗。(不能像傅里叶频谱那样,把磁通按照傅里叶变换分解为各个频率分量。因为损耗与 B 的大小是非线性关系。)用正弦函数近似等效——如果你一定要精确知道损耗大小,唯一的办法就是测量。

(3)另一个限制

铁镍钼合金(MPP)磁芯的磁导率也和频率有关。

4. 优化设计

如果想要使能量损耗最小,磁性元件必须满足这两个条件:

(a)磁芯损耗 = 铜损耗

(b)原边的铜损耗 = 副边的铜损耗

实际上,这些条件隐含了下面三个要求:

(1)对于种给定的磁性材料,如果发现磁芯损耗远小于铜损耗(原边绕组和副边绕组之和),你应该减少匝数;这样可以减小铜损,并且增大磁感应强度和磁芯损耗。最终结果可以使总损耗减小。

(2)相反,在磁性材料给定的情况下,如果磁芯损耗远大于铜损耗(原边绕组和副边绕组之和),你应该增加匝数;这样可以在增大铜损的同时减小磁感应强度和磁芯损耗。最终结果同样可以减小总损耗。

(3)当原边绕组和副边绕组面积相等的时候：如果副边匝数较多，那么副边绕线就应该按比例选用细的漆包线。如果副边有多个绕组，应该按照输出功率来分配绕组占用的面积。(例如：较大输出功率的绕组占用面积可以多一些，这样副边每个绕组才会有相同的损耗 I^2R。)

当然，这些只是一般性的指导原则：很多时候，一些具体的实际问题(例如，绕组的匝数只能取整数)会使你不能严格按照这些要求去做。但是，如果你不想失去损耗平衡这个设计规则，比如说不想出现像 3:1 那样的严重不平衡情况：应该想办法做到平衡，即使相差 20% ~ 30%，效果也会不错。

第四节　直流电感的实际设计

在第五章和第六章，我们的大部分设计工作都是针对一个具体的电路——buck 变换器。我们集中精力把 buck 变换器里的磁性元件搞清楚，第 6 章的最后部分，我们将用实验室测得的数据来比较实验结果和这两节所期望的结果之间有什么不同。实际的测量证明：理论设计确实非常接近我们实际的要求。

根据以上介绍的知识，现在我们可以来设计直流电感。直流电感是根据磁性元件的工作性质来定义的：只有一个绕组固定在磁芯上，同时流过的电流主要是直流电流：即脉动电流(电流的交流分量)相对较小。

现在我们要设计这个直流电感。设计指标是：当流过 2A 的直流电流时，电感值为 35μH。电感的损耗为 300mW，所以最大电阻要小 $(2A)^2R = 300mW \rightarrow R = 75m\Omega$：开关频率为 250kHz，变换器输入电压 15V，输出 5V(所以占空比 = 5V/15V = 33%)，电流脉动峰峰值为 $dI = V(dt/L) = (15V - 5V)(33\% \times 4\mu s)35\mu H = 0.377A$，相对于 2A 的直流电流来说，这个脉动是很小的，可以满足直流电感的要求。另外，我们知道有些类型的磁芯(特别是 MPP)用作直流电感时磁导率会随着磁通的变化而变化。我们再要求磁芯的磁导率变化幅度不能超过 20%。这就是说，电流从 0A 增大到 2A，电感值下降不超过 20%：即直流电流为 0 时电感值应该为 44μH($44\mu H \times 80\% = 35\mu H$)。

1. 选择磁芯

首先，我们需要选择磁芯材料。因为是直流电感，MPP 或者铁粉芯是比较适合的。和本章的思路一样，为了做到小体积，我们认为电感的体积的比成本更加重要，所以我们然选择 MPP。但是实际工作中，这两种材料你都可以试试看，比较一下体积大小和成本高低哪个更有意义。下面我们介绍的这些步骤同样也适用于铁粉芯电感的设计。

2. 第一次尝试

我们根据 Magnetics 公司最新的磁芯材料目录来设计这个电感，因为磁芯材料目录里的选择指导(selector guide)(图 5 - 10)能够帮助我们开始着手设计工作。如果没有这些选

择指导，我们只能根据以往的设计经验进行估计。然后随着设计工作的逐渐展开，原先的估计数据会变得并不重要，只起到减少工作量的作用。

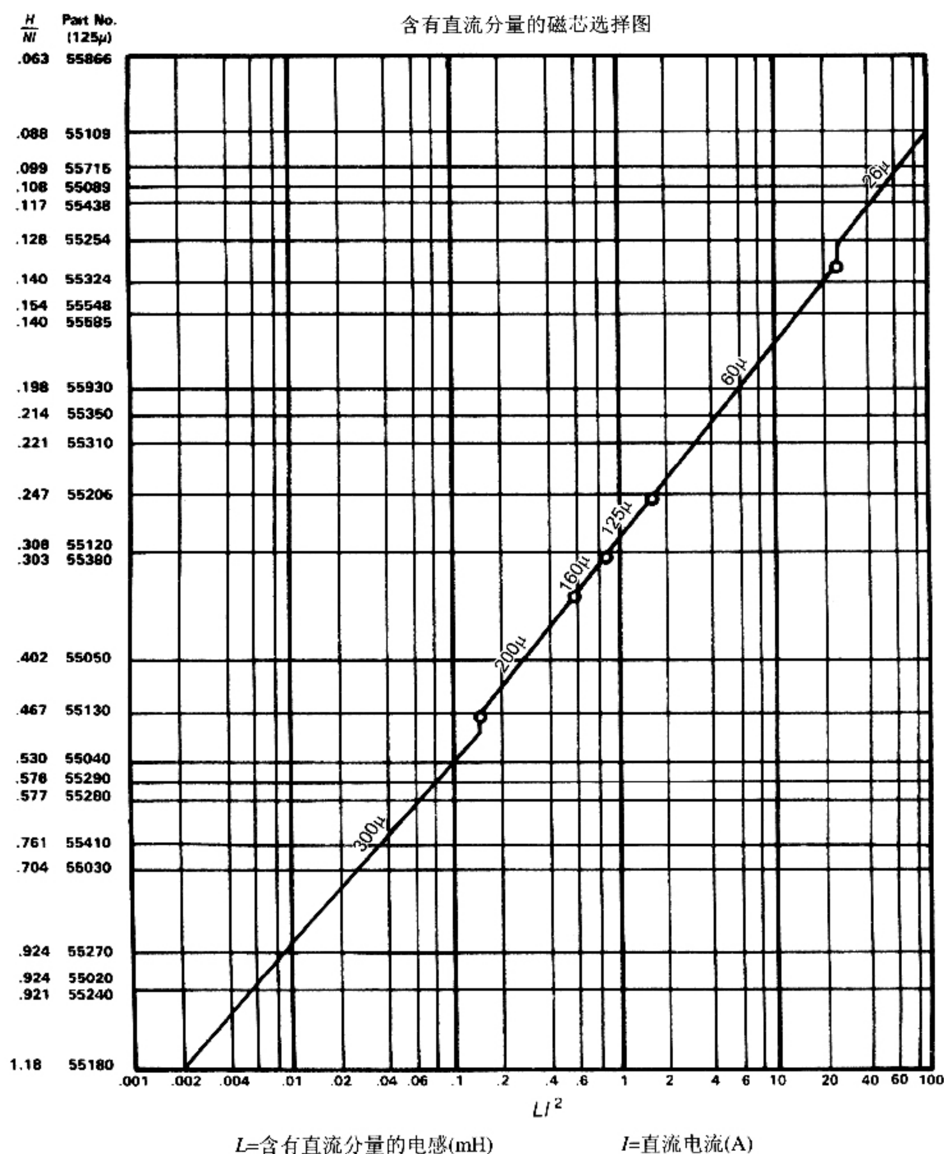


图 5－10　供应商提供的选择指导

选择指导（图 5－10）是根据电感需要储存能量的大小来选用磁芯的（实际上是能量的两倍）。选择指导要求电感的统一单位是毫亨：$35\mu H = 0.035mH$，直流电流为 2A 时，（两倍）储定为 $(2A)^2 \times 0.035mH = 0.14mJ$。在图 5－11 的曲线上，我们可以找至 200μ 磁芯的

推荐值（即初始磁导率为 200）。从图 5－12 中我们找到磁芯型号为 55127。

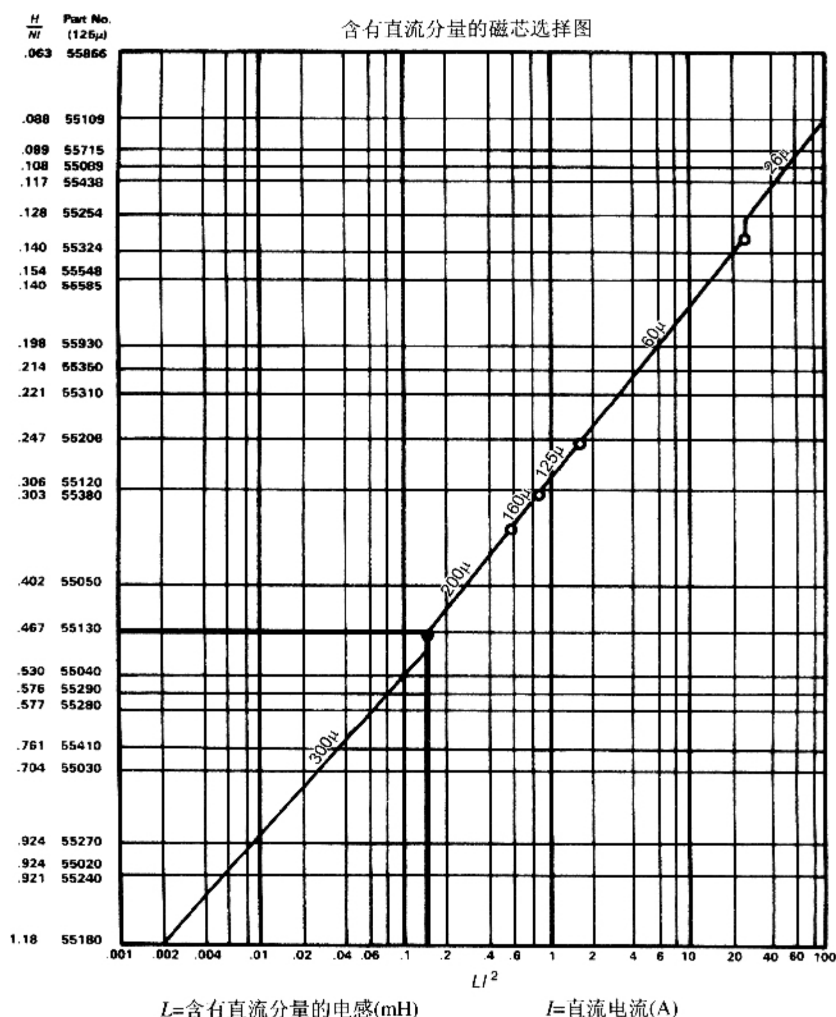


图 5－11　根据供应商提供的选择指导估计磁芯的参数

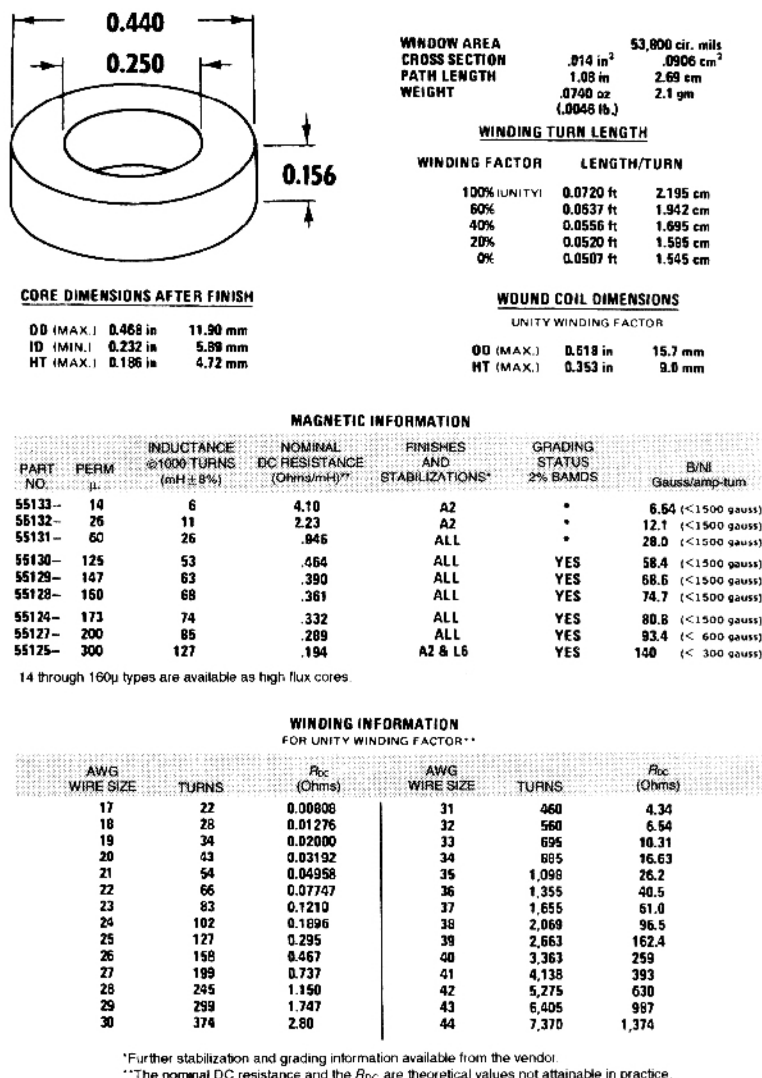
所以，我们先选用 55127 型号的磁芯。参照图 5－12，$A_L=85$。A_L 是什么呢？这是制造商提供的、为了方便设计的一个参数，通过 A_L 可以知道某类磁芯绕制 1000 匝所对应电感量，或者说 1 匝对应多少纳亨的电感（电感量和 N^2 相关，所以 1000∶1 匝对应电感值 1000000∶1，对 mH 和 nH 都一样）。35μH 的电感量，需要的匝数为：

$$N=\sqrt{\frac{L}{A_L}}=\sqrt{\frac{35\mu H}{85nH}}=20.29\rightarrow 20\text{ 匝}$$

（验算：$(20\text{ 匝})^2\times 85nH=34\mu H$。这个匝数选择得很好，因为环形绕组要求匝数为整数。）

现在，我们开始计算磁场强度，看看直流电流从 0 增加到 2A 时，对应的磁导率会变化

多少？根据图 5－11，$H/NI=0.467$。（因为制造商没有提供数据，我们可以验算一下：$H/NI=0.4\pi/$磁路长度 $=0.4\pi/2.69\text{cm}=0.467$。显然，这个磁芯参数为一常数。）磁场强度为



CORE DIMENSIONS AFTER FINISH

OD (MAX.)	0.468 in	11.90 mm
ID (MIN.)	0.232 in	5.89 mm
HT (MAX.)	0.186 in	4.72 mm

WINDOW AREA		53,800 cir. mils
CROSS SECTION	.014 in²	.0906 cm²
PATH LENGTH	1.08 in	2.69 cm
WEIGHT	.0740 oz (.0046 lb.)	2.1 gm

WINDING TURN LENGTH

WINDING FACTOR	LENGTH/TURN	
100% (UNITY)	0.0720 ft	2.195 cm
60%	0.0637 ft	1.942 cm
40%	0.0556 ft	1.695 cm
20%	0.0520 ft	1.585 cm
0%	0.0507 ft	1.545 cm

WOUND COIL DIMENSIONS

UNITY WINDING FACTOR

OD (MAX.)	0.518 in	15.7 mm
HT (MAX.)	0.353 in	9.0 mm

MAGNETIC INFORMATION

PART NO.	PERM μ.	INDUCTANCE @1000 TURNS (mH ± 8%)	NOMINAL DC RESISTANCE (Ohms/mH)**	FINISHES AND STABILIZATIONS*	GRADING STATUS 2% BAMDS	B/NI Gauss/amp-turn
55133–	14	6	4.10	A2	•	6.64 (<1500 gauss)
55132–	26	11	2.23	A2	•	12.1 (<1500 gauss)
55131–	60	26	.946	ALL	•	28.0 (<1500 gauss)
55130–	125	53	.464	ALL	YES	58.4 (<1500 gauss)
55129–	147	63	.390	ALL	YES	68.6 (<1500 gauss)
55128–	160	68	.361	ALL	YES	74.7 (<1500 gauss)
55124–	173	74	.332	ALL	YES	80.8 (<1500 gauss)
55127–	200	85	.289	ALL	YES	93.4 (< 600 gauss)
55125–	300	127	.194	A2 & L6	YES	140 (< 300 gauss)

14 through 160μ types are available as high flux cores.

WINDING INFORMATION

FOR UNITY WINDING FACTOR**

AWG WIRE SIZE	TURNS	R_{DC} (Ohms)	AWG WIRE SIZE	TURNS	R_{DC} (Ohms)
17	22	0.00808	31	460	4.34
18	28	0.01276	32	560	6.64
19	34	0.02000	33	695	10.31
20	43	0.03192	34	885	16.63
21	54	0.04958	35	1,098	26.2
22	66	0.07747	36	1,355	40.5
23	83	0.1210	37	1,655	61.0
24	102	0.1896	38	2,069	96.5
25	127	0.295	39	2,663	162.4
26	158	0.467	40	3,363	259
27	199	0.737	41	4,138	393
28	245	1.150	42	5,275	630
29	299	1.747	43	6,405	987
30	374	2.80	44	7,370	1,374

*Further stabilization and grading information available from the vendor.
**The nominal DC resistance and the R_{DC} are theoretical values not attainable in practice.

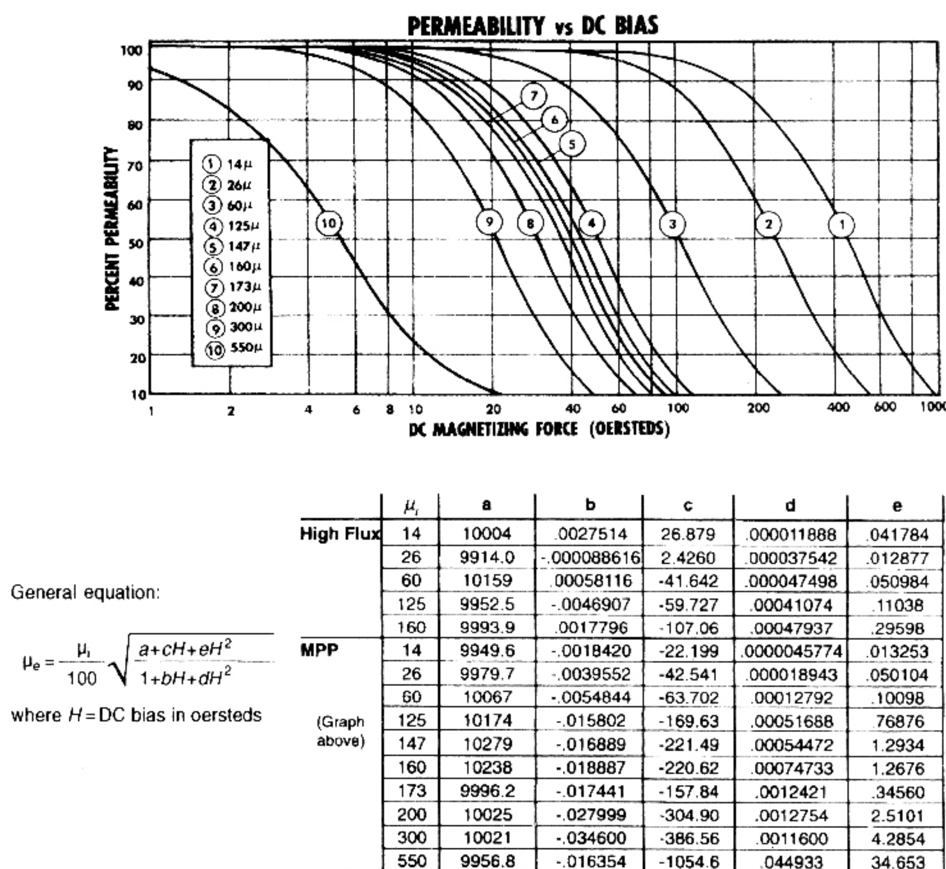
图 5－12 供应商提供的型号为 55127 磁芯的技术数据，用来选择磁芯

$$H=H/NI\times N\times I=0.467\times 20\text{匝}\times 2\text{A}=18.7\text{Oe}。$$

我们也可以计算磁芯内部的磁感应强度 B（就是 μH），其实我们只在计算磁芯损耗的时候才对磁感应强度有兴趣。我们首先需要计算出电感量，只需要知道直流电流变化导致的磁导率占初始值的百分比就可以了。注意：有些制造商只给出一两个工作点导磁率百分比的数值，但是很难精确确定是电感的哪一位置；作者建议不要理会这些数据。

实用提示 现在，有些制造商也会给出描述磁导率和磁通关系的计算公式（对应曲线）这些公式可以使计算更加方便，但是没有理论依据。磁导率低于 20% 的初始磁导率时，这些公式算出的结果就会有严重的误差。所以建议选用制造商提供的曲线而不要使用计算公式。还有，作者注意到 把数据代入计算公式进行计算，再参照 Magntics MPP 的目录数据，两者竟然有 300μ 的误差！

从制造商提供的曲线中我们可以得到初始磁导率百分数（见图 5－13）。



	μ_i	a	b	c	d	e
High Flux	14	10004	.0027514	26.879	.000011888	.041784
	26	9914.0	-.000088616	2.4260	.000037542	.012877
	60	10159	.00058116	-41.642	.000047498	.050984
	125	9952.5	-.0046907	-59.727	.00041074	.11038
	160	9993.9	.0017796	-107.06	.00047937	.29598
MPP	14	9949.6	-.0018420	-22.199	.0000045774	.013253
	26	9979.7	-.0039552	-42.541	.000018943	.050104
	60	10067	-.0054844	-63.702	.00012792	.10098
(Graph above)	125	10174	-.015802	-169.63	.00051688	.76876
	147	10279	-.016889	-221.49	.00054472	1.2934
	160	10238	-.018887	-220.62	.00074733	1.2676
	173	9996.2	-.017441	-157.84	.0012421	.34560
	200	10025	-.027999	-304.90	.0012754	2.5101
	300	10021	-.034600	-386.56	.0011600	4.2854
	550	9956.8	-.016354	-1054.6	.044933	34.653

图 5－13　根据供应商提供的技术数据确定设计所需要的初试磁导率

55127 型号的磁芯对应 200μ。参照图 5－13，我们选择曲线 8。对应 19Oe 时查到初始磁导率百分数为 75%。这意味着 2A 电流时电感降到只有 $75\% \times 34\mu H = 25.5\mu H$。为了增大电感值，我们必须增加匝数——但是已经超过 80% 的波动幅度了。增加匝数可以增大磁通，甚至进一步增大波动幅度。

所以不妨试一试另一种磁导率较低的磁芯。

3. 第二次尝试

作为第二次尝试,现在我们选用 125μ 的磁芯。(60、125 和 300μ 这些数据是很容易得到的。)对应这样的磁芯大小,可以选用型号为 55130 磁芯。对应 $A_L = 53nH$,有:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{35\mu H}{53nH}} = 25.7 \rightarrow 26 \text{ 匝}$$

再计算:$H = 0.467 \times 26 \text{ 匝} \times 2A = 24Oe$。这个数值大于第一次尝试时的计算值,但是要记住:这种磁芯的磁导率比较低。因此较高的磁场强度不一定对应较低的磁导率百分比!

再来看图 5-13,125μ 的磁芯对应曲线 4。而 24Oe 对应 80% 的初始磁导率。现在,实际电感可以达到 $L = A_L \times N^2 \times \text{导磁百分比} = 53nH \times 26^2 \times 80\% = 28.7\mu H$,记住电感量与 N^2 成正比,所以我们必须增加匝数:

$$N = \sqrt{\frac{\text{期望电感值}}{\text{实际电感值}}} = \sqrt{\frac{35\mu H}{28.7\mu H}} = 29 \text{ 匝}$$

而 $H = 0.467 \times 29 \text{ 匝} \times 2A = 27Oe$,仍然是 80% 磁导率,$L = 53nH \times 29^2 \times 80\% = 35.7\mu H$。那么 $B = H \times \mu \times \text{导磁百分比} = 27Oe \times 125 \times 80\% = 2700G$。记住这是直流磁场的强度,不会产生损耗。

实用提示:最常用的三种磁芯是 60μ、125μ 和 300μ。如果你急于要做出产品,最好选用其中的一种。

假设经过这样多次反复计算之后(每次只花一分钟的时间),我们发现这种型号的磁芯其最小磁导率并不适合。或者,假设 60μ 磁芯也不适合,但我们又不想采用那些不常用的磁芯。或者,我们作这样的假设:我们不按照选用指导来设计,只关心选用最小的磁芯,那么可以有以下三种选择:

(1)放宽我们一开始设定的有关磁性电感量最大变化范围标准,允许电感从比较大的值开始。这将导致负载从最小到最大变化时,电感中电流脉动和输出电容上电压纹波变得更大——也许这不是一个理想的办法,也意味着电感和输出电容决定的两个极点频率位置会移动更大——但是,无论如何,这种方法还是可以用的。

(2)我们可以选择高磁导率的磁芯,即(对 Magnetics 公司的磁芯而言)58XXX 以后的磁芯,而不是 55XXX 系列的磁芯。这些磁芯饱和以前的磁通比较高。但是大部分可以提高 50% 初始磁导率,甚至更高,除了非你已经按照上面第 1 种方法去做,否则没有什么用。另外,所有高磁导率的磁芯都必须特别定制,成本自然也比较高。

(3)很明显,最后的选择就是选用型号更大的磁芯,再试一次。

你只要花几分钟研究一下刚才的这些选择方法,一般可以在 15 分钟的时间内选好磁芯。

4. 选择导线

上面我们已经选好了磁芯,并计算了线圈的匝数。现在开始计算适合该磁芯的导线

规格，以及导线的功耗。对于所有的磁性元件，导线的选择过程都是类似的，所以我们准备在这里作详细介绍，等到设计其他磁性元件时，这些内容可以作为参考。

从数据手册（图 5－12）中可以查到，55127 型号磁芯的绕组截面积为 53800 圆密耳。（有时你会被警告：不要使用这些不常见的单位！）对于环形磁芯，你不可能完全绕满整个绕组的面积，因为需要预留一定空间给绕线工具。还有，导线不可能绕制得非常整齐。实际上，环形磁芯最大的填充率可以达到绕组面积的 45%～50%。（这就是填充系数，见图 5－14。）

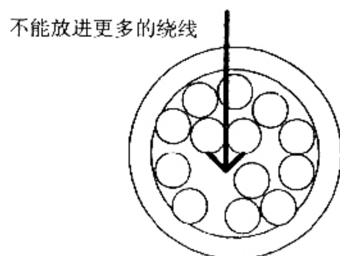


图 5－14　导线不可能完全填满绕组的面积，通常最大填充系数为 50%

不要忘记，还需要加上导线绝缘部分的横截面面积。绝缘有两层、三层和四层，相应的面积也各不相同。对一个设计者来说，经常会发生这样的事情：找来一张铜导线的尺寸数据表格，没有经过仔细计算，但是绕制的时候剩下最后几圈绕不下了！细导线的绝缘与总横截面积有很大关系，由多股细线绞合而成的绞线其绝缘部分可以占绕组截面积的 50%。

所以，可以计算得到一匝的横截面积是绕组总面积的一半除以总的匝数：

$$A_L = \frac{\text{绕组面积填充系数}}{\text{匝数}} = \frac{53800\text{c.m.}/0.5}{29} = 928\text{c.m.}/\text{匝}$$

参考图 5－15，我们选择最接近的型号——22AWG，面积取小一些可以避免填充系数超过 50%。

5. 电阻的计算

选好导线规格以后，下面我们开始计算磁芯的绕组电阻。继续参考图 5－12 中的“100%填充系数”—长度—匝数这一张表。选择 100%的填充系数无论是从实用的角度考虑还是从理论的角度考虑都是合理的。理论上，因为绝缘、封装等原因，50%的填充系数几乎刚好填满磁芯。因此 100%填充系数更接近真实情况。实际上，经过多年绕制不同型号磁芯的实践，我们发现 100%更接近真实情况——因为最好把绕组的电阻估计得高一些，估计过低反而不好。

实用提示　如果制造商没有提供 100%填充率对应的每匝长度，或者（更常见的）没有告诉你每匝长度对应的填充系数是多少，这里我们推荐一种对所有磁芯都适用的、比较好

的近似计算方法:每匝长度 = $OD + (2Ht)$,OD 是没有绕线时磁芯的外直径,Ht 是没有绕线时磁芯的高度。

Wire Table

AWG WIRE SIZE	RESISTANCE (ohms/foot)	WIRE AREA*		CURRENT CAPACITY (amperes)	
		Circular mils	cm^2 $(x10^{-3})$	(1)	(2)
8	.00063	18,000	91.2	22.0	44.0
9	.00079	14,350	72.7	17.5	35.0
10	.00100	11,500	58.2	13.8	27.6
11	.00126	9,160	46.4	11.0	22.0
12	.00159	7,310	37.0	8.71	17.4
13	.00200	5,850	29.6	6.91	13.8
14	.00252	4,680	23.7	5.48	10.9
15	.00318	3,760	19.1	4.35	8.70
16	.00402	3,000	15.2	3.44	6.88
17	.00505	2,420	12.2	2.74	5.48
18	.00639	1,940	9.83	2.17	4.34
19	.00805	1,560	7.91	1.72	3.44
20	.01013	1,250	6.34	1.37	2.74
21	.0128	1,000	5.07	1.083	2.17
22	.0162	810	4.11	.853	1.71
23	.0203	650	3.29	.681	1.36
24	.0257	525	2.66	.539	1.08
25	.0324	425	2.15	.427	.854
26	.0410	340	1.72	.337	.674
27	.0514	270	1.37	.269	.538
28	.0653	220	1.11	.212	.424
29	.0812	180	.912	.170	.340
30	.104	144	.730	.133	.266
31	.131	117	.593	.1056	.211
32	.162	96.0	.487	.0853	.171
33	.206	77.4	.392	.0672	.134
34	.261	60.8	.308	.0530	.106
35	.331	49.0	.248	.0418	.0836
36	.415	39.7	.201	.0333	.0666
37	.512	32.5	.165	.0270	.0540
38	.648	26.0	.132	.0213	.0426
39	.847	20.2	.102	.0163	.0326
40	1.07	16.0	.081	.0128	.0256
41	1.32	13.0	.066	.0105	.0210
42	1.66	10.2	.052	.00833	.0166
43	2.14	8.4	.043	.00645	.0129
44	2.59	7.3	.037	.00533	.0107
45	3.35	5.3	.027	.00412	.00824
46	4.21	4.4	.022	.00330	.00660
47	5.29	3.6	.018	.00259	.00518
48	6.75	2.9	.015	.00233	.00466
49	8.42	2.25	.011	.00200	.00400
50	10.58	1.96	.010	.00130	.00260

* Based on maximum diameter of heavy Formvar wire with insulation.
(1) Based on 750 cir mil/amp. (2)Based on 375 cir mil/amp.Current capacity will vary according to the geometry and wire size, and can range from 375 to 1000 circular mils per ampere.

图 5－15 典型的供应商提供的导线选择表

图 5－12 的表中列出每匝长度为 0.072ft。从图 5－15 中可知，规格 22 号导线单位长度的电阻为 0.0162Ω/ft。（20℃）电阻为：

R = 每匝长度 × 匝数 × 单位长度电阻值 = 0.072ft × 29 × 0.0162Ω/英尺 = 34mΩ

大约是我们初试计算时允许的最大电阻 75mΩ 的一半。

6. 功率损耗

现在我们已经完成了直流磁场强度和电阻的计算。为了计算电感的总损耗（暂不考虑温度，留给以后计算。）需要知道交流磁感应强度，因为交流磁感应强度决定了磁芯损耗的大小。下面我们开始计算。

我们的开关频率是 250kHz，对应周期为 4μs。占空比为 33%（因为 V_{out}/V_{in} = 5V/15V = 33%），电流脉动峰峰值为 0.377A。

所以磁芯的交流磁场强度峰峰值为 $H_{AC} = H/NI \times N \times I_{AC} = 0.467 \times 29 \times 0.377 = 5.1$Oe。因为磁导率为 125 × 80% = 100（直流电流 2A，磁导率减小了），交流磁感应强度为 $B_{AC} = H_{AC} \times \mu = 5\text{Oe} \times 100 = 500\text{G}_{pp}$。

根据前面的理论，因为电流波形是矩形而不是正弦波，我们无法计算非正弦情况下的磁芯损耗。我们不妨做近似计算，把矩形近似成峰峰值等于振幅的正弦波。

实用提示：原因之一，正是由于设计中采用了这些近似，所以做出来的磁性元件必须经过实验室测量。损耗的计算结果不可能非常接近真实值（10% ~ 20% 的误差就已经很不错了）。但是需要说明的是，如果磁性元件真的是直流电感，那么计算结果会好很多。因为没有交流纹波，计算出来的值就是磁芯损耗。

参考图 5－16，Magnetics 公司提供的另外一张图表，我们发现 250kHz、磁感应强度为 500G_{pp} 时，磁芯损耗近似为 30W/lb。（说明：这是一个很奇怪的单位？其他制造商给的单位是 W/m^3）磁芯重 0.0046b，所以磁芯损耗大约为 140mW。

为了计算总损耗，先加上铜损：$P = I^2R = (2\text{A})^2 \times 34\text{m}\Omega = 136\text{mW}$（20℃时）。我们知道铜损应该近似等于磁芯损耗。按照优化设计的原则，这意味着我们设计得不错。如果纹波更小，那么磁芯损耗也更小，这是我们以增大磁芯损耗为代价来减小铜损，可以减少匝数、选用更高磁导率的磁芯、还有允许大的电感变化幅度——就是我们原来的设计方案。实际上，我们一开始规定限制电感的变化幅度，电感量不能小于初始值的 80% 这个要求将会增加不必要的损耗。当然，限制电感变化幅度也是有原因的。例如工作在反激状态时，可以防止由电感决定的极点移动太大，这个问题在学习了下一章关于稳定问题之后会更加清楚。无论如何，即使已经把损耗优化了，计算到这一步以后再重新回过头去考虑电感变化幅度的大小，看看结果是否会更好。不妨这样试试看。

总损耗为 $P = P_{core} + P_{wire} = 140\text{mW} + 136\text{mW} = 276\text{mW}$。然后，我们可以通过公式估算温升：

$$\Delta T = \left[\frac{P(\text{mW})}{SA(\text{cm}^2)}\right]^{0.833} = \left(\frac{276}{2.5}\right)^{0.833} = 50℃$$

式中，SA 是电感绕好以后的表面面积，磁性元件的目录册中给出了这个数据[2,p.4]。如果损耗和温升主要由铜损决定，而且测量出来的温升已经超出设计范围，那么应该考虑减少匝数。实际上，这时也许有必要选用型号更大的磁芯。相反，如果温升很低，再选用其他型号的磁芯重复以上的计算，确定是不是小型号(同时也更便宜)的磁芯也能工作。

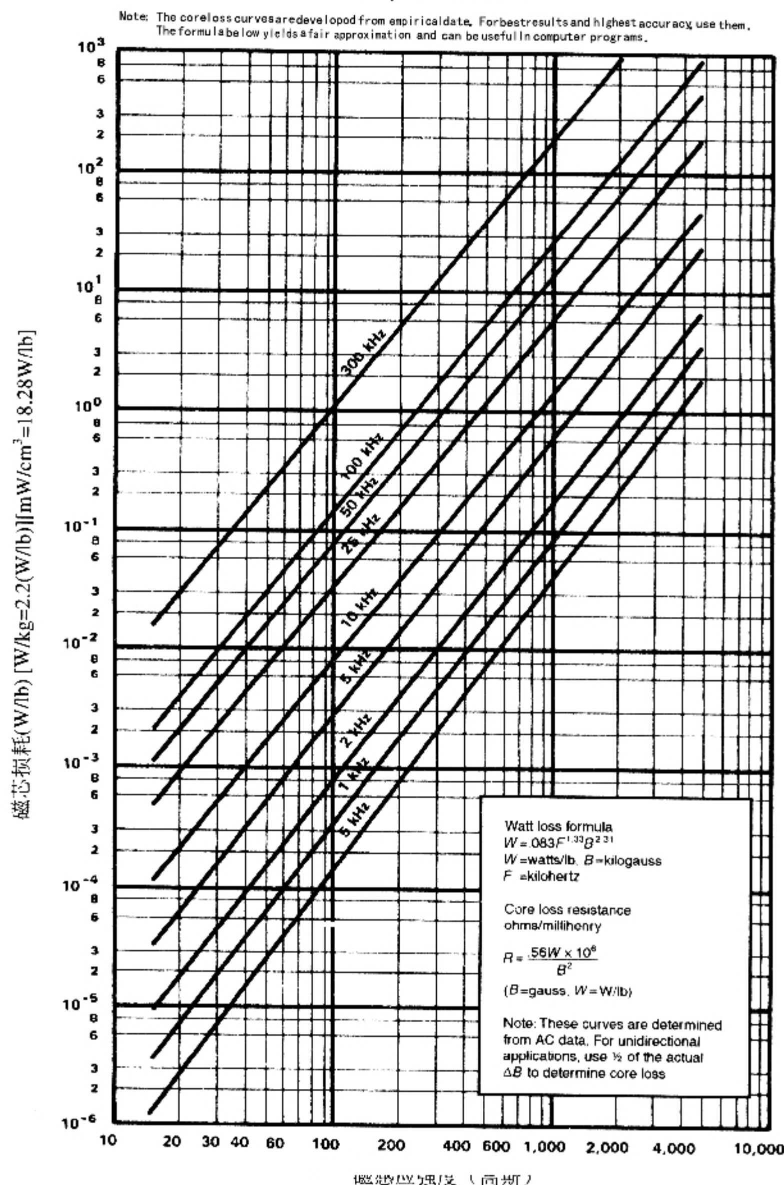


图 5-16　磁芯损耗计算

7. 和温度有关

温升 50℃，我们可以计算出铜损与温度之间的函数关系。（请记住：136mW 是假定导线在 20℃的条件下得到的。）现在的目标是计算最终的功率损耗和估算温升，并且要求两者相一致，即损耗和由此引起的温升应该一致。这是一件非常困难的事情，实际上几乎无法做到。这些方程无法给出一个简便的形式：但是实际设计的时候，可以在一两个周期内进行迭代来计算温度。现在我们开始计算，这样你可以看到一个清楚的例子。

我们刚才已经估算出温升为 $\Delta T = 50℃$。所以电阻要乘上这个因子 $(1.0039)^{50} = 1.21$，因为铜有正温度效应 0.39%/℃；电阻在 20℃ + 50℃ = 70℃时为 $34m\Omega \times 1.21 = 41m\Omega$。重新计算铜损 165mW，总损耗为 305mW，对应的温升为 55℃。接近计算铜电阻时设定的温升，现在我们可以看到整个计算是前后一致的。如果磁芯工作的环境温度只有 25℃，那么 55℃的温升是完全可以接受的。

实用提示：但是，实际应用中，通常要求把温升限制在大约 40℃之内。

例如，如果电感工作的环境温度高达 70℃时，那么再加上温升，实际温度就可高达 125℃，那样需要进行冷却设计。同样，计算导线电阻时也别忘了最高环境温度。

8. 结论

我们可以看到，即使是最简单磁性元件——直流电感，设计时仍然要做大量的工作。设计磁性元件的时候，人们经常采用电脑软件。现在，大多数磁芯材料厂家都提供了自己的设计软件——软件好坏相差很大，有些几乎没有什么用处。

第五节　反激式变压器的设计实例

尽管在buck变换器的设计中没有用到反激式变压器，但由于反激式变压器介于电感与变压器之间，为了帮助大家进一步搞清楚这个特殊的磁性元件，在此我们给出反激式变压器的设计，并作为设计范例。介绍的内容要比直流电感简单一些，但是很多方面是一致的。说明一下，这里设计的反激式变压器是有隔离的，而非隔离反激式电感的设计除了没有副边以外，其他的几乎相同。我们的设计要求为：直流输入电压为 48V（为了简便起见，假设没有线电压波动），功率输出为 10W，开关频率是 250kHz，允许功率损耗 0.2W（根据总的损耗，可以知道变换器的效率要求），因此变换器效率为 98%（0.2W/10W = 2%）。效率的大小与磁芯的尺寸有关，变压器体积越小，效率越低。

（隔离、断续模式的）反激式变压器原边设计时只需要用到四个参数：输出功率、开关频率、功耗、输入电压（设计非隔离反激式电感也只需这四个参数）。这里，我们还没有提到电感量，电感量由很多参数决定，在下面的内容中我们将会介绍它们之间的关系。

我们用 UC3845 芯片(8 脚、中等价格)提供PWM信号,其最大占空比为 45%,占空比的大小是根据变换器是工作在连续状态还是断续状态来确定的,稍后的章节中将介绍如何计算占空比,在这个例子中,我们选用断续模式。

我们再增加一项设计要求 就是变压器体积要尽量小,有一定的高度限制。我们将会看到,变压器的设计与电感的设计不完全相同,变压器通常可以选用多种不同的磁芯来实现相同的电气特性。在这个例子中,还要根据其他一些要求来选择磁芯,包括尺寸、成本等因素。

1. 反激式变压器的主要方程

首先,我们做一些基本的准备工作。正如这一章一开始介绍的理论内容中所说的那样,当反激式变换器原边开关器件导通时,变压器原边绕组的作用相当于一个电感。电压加在原边电感上,开关导通期间,电流持续上升:

$$I_{\mathrm{pk}} = \frac{V}{L}t_{\mathrm{on}} = \frac{V \times DC \times T}{L} = \frac{V \times DC}{f \times L}$$

这里,DC是占空比,f 是开关频率,$T = 1/f$ 是开关周期,这个方程适用于电流断续模式反激式变压器,原边电流波形如图 5 - 17 所示。

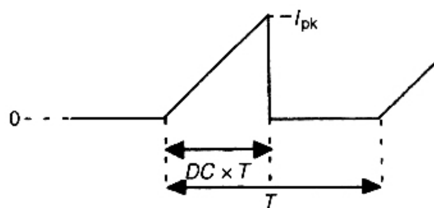


图 5 - 17　断续模式下反激式变压器的电流波形

储存在原边电感中的能量取决与峰值电流的大小:

$$E = \frac{LI_{\mathrm{pk}}^2}{2} = \frac{V^2 DC^2}{2f^2 L}$$

能量每个周期传递一次,

$$P = Ef = \frac{V^2 DC^2}{2fL}$$

这个方程是电流断续模式下反激式变压器的基本方程。这个方程告诉我们,一旦输入电压固定,如果要增加输出功率,那么只能通过减低开关频率或者减少电感来实现。而如果开关频率也已经选定,那么只有通过减少电感才能增加功率。但是实际的电感都有一个最小值(比如 10 倍的分布电感,最小为 5μH),断续模式工作的反激式变换器有最大输出功率的限制,这个例子中为 50 ~ 100W。

实用提示 :低输入电压、功率大于 50W,不要采用反激式变换器。

我们取开关频率为 250kHz(可能,开关频率受开关器件本身的限制),计算可得:

$$10\text{W} = \frac{(48\text{V})^2(0.45)^2}{(2 \times 250000)L}$$

或者,取 $L = 93\mu\text{H}$,可以计算得到峰值电流 I_{pk} 为:

$$I_{pk} = \frac{48\text{V} \times 0.45}{250\text{kHz} \times 93\mu\text{H}} = 0.93\text{A}$$

2. 磁芯材料类型的选择

现在我们来选择磁芯材料。考虑到开关频率比较高,我们可以选用铁氧体材料或者MPP,完善的设计必须两者都考虑,重复所有步骤。为了方便介绍,这里只考虑铁氧体材料,因为如果效率相同,铁氧体磁芯的体积比MPP的体积更小。

我们已经知道(工程上单位取厘米、安和高斯)

$$B_{max} = \frac{0.4\pi I_{max} N\mu}{l_m} \tag{5-1a}$$

以及

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_e 10^{-8}\mu}{l_m} \tag{5-1b}$$

这里 l_m 是磁路长度。我们要用的铁氧体磁芯磁路长度非常短,这样 B 值会很大,甚至可能会使磁芯饱和,同时损耗也增大了。因此反激式变压器的设计(包括一些采用铁氧体材料的直流电感器)总是采用气隙。由于空气的磁导率远远低于铁氧体,因此气隙能够极大地增加磁路的有效长度。带有气隙磁芯的有效磁路长度为:

$$l_e = l_m + \mu \times l_{gap} \tag{5-2}$$

在很多实际应用的例子中,方程 5-2 的后面一项要远远大于前面一项

$$\mu \times l_{gap} \gg l_m \tag{5-3}$$

所以,下面的近似是合理的:

$$l_e \approx \mu \times l_{gap}$$

注意 这只是一个近似关系,并不能保证任何时候都成立,每一次设计的时候都要检查一下这个近似关系是否成立。

用近似值来计算,我们可以得到以下式子:

$$B = \frac{0.4\pi I_{max} N}{l_{gap}} \text{与} L = \frac{0.4\pi N^2 A_e 10^{-8}}{l_{gap}} \tag{5-4}$$

这些方程的使用前提我们必须非常清楚 对于带有气隙的铁氧体材料磁芯,在确认方程 5-3 成立的条件下,可以使用方程 5-4 否则,应该使用基本方程 5-1a 和 5-1b。请记住 如果磁芯的气隙非常小,应该使用有效磁路长度(方程 5-2)。

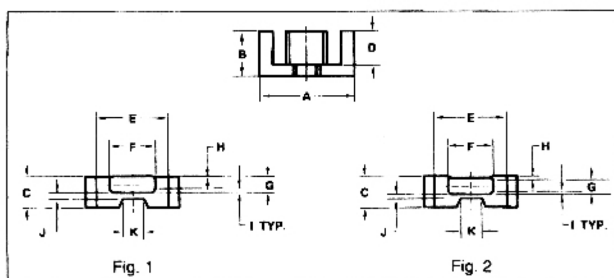
3. 磁芯的选择

一点也不奇怪,为了某一个具体的设计任务,我们需要在多种不同型号的磁芯中进行选择,以确认自己所选型号的是最合适的。在我们将要设计的这个例子中,变压器的高度

要求就是我们的设计准则。这样,很多型号的磁芯我们就可以不用考虑了。最后我们选择了EFD型号的磁芯(“EFD”名字的代表:“Economic Flat Design”——经济型平面设计);当设计完成以后,和其他型号的磁芯相比,确实非常合适——高度很低,是扁平型的!选好磁芯以后就不用考虑元件高度的限制了。

我们先选用尺寸最小的EFD磁芯,例如由philips公司生产的 EFD10,并验算一下是否能够传输 10W 的功率。如果不能传输 10W 的功率,我们再选用尺寸大一些的磁芯。磁芯的有关参数可以参考philips公司软磁铁氧体磁芯目录,我们把它重画于图 5-18 中。

EFD Cores



Part Description* Example:
EFD 20 - 3F3
Material
Core Size (dimension A in mm)
Designates Economic Flat Design core Family

* Part Description is for a core half.

CORE DESCRIPTION	DIMENSIONS										
	A in/mm	B in/mm	C in/mm	D in/mm	E in/mm	F in/mm	G in/mm	H in/mm	I in/mm	J in/mm	K in/mm
EFD10 (Fig. 1)	.413 ±.012 10.5	.205 ±.004 5.2	.106 ±.004 2.7	.148 ±.006 3.75	.301 ±.01 7.65	.179 ±.006 4.55	.057 ±.002 1.45	.008 ±.004 0.2	.008 ±.004 0.2	.031 ±.004 .8	.118 REF 3.0
EFD12 (Fig. 2)	.492 ±.012 12.5	.244 ±.004 6.2	.138 ±.004 3.5	.179 ±.006 4.55	.354 ±.01 8.99	.213 ±.006 5.4	.079 ±.004 2.0	.008 ±.004 0.2	.008 ±.004 0.2	.031 ±.004 .8	.138 REF 3.5
EFD15 (Fig. 1)	.591 ±.016 15.0	.295 ±.006 7.5	.183 ±.006 4.65	.217 ±.010 5.5	.433 ±.014 11.0	.209 ±.006 5.3	.094 ±.004 2.4	.008 ±.004 0.2	.020 ±.004 0.5	.031 ±.004 .8	.138 ±.004 3.5
EFD20 (Fig. 2)	.787 ±.022 20.0	.394 ±.006 10.0	.262 ±.006 6.7	.303 ±.010 7.7	.606 ±.020 15.4	.350 ±.008 8.9	.142 ±.006 3.6	.007 ±.004 0.2	.031 ±.004 0.8	.031 ±.004 .8	.177 ±.008 4.5
EFD25 (Fig. 2)	.984 ±.026 25.0	.492 ±.006 12.5	.358 ±.008 9.1	.366 ±.010 9.3	.736 ±.024 18.7	.449 ±.008 11.4	.205 ±.006 5.2	.024 ±.004 0.6	.039 ±.004 1.0	.039 ±.004 1.0	.197 ±.008 5.0
EFD30 (Fig. 2)	1.181 ±.031 30.0	.591 ±.006 15.0	.358 ±.008 9.1	.441 ±.012 11.2	.882 ±.030 22.4	.575 ±.010 14.6	.193 ±.006 4.9	.030 ±.004 0.8	.039 ±.004 1.0	.039 ±.004 1.0	.236 ±.008 6.0

CORE DESCRIPTION	EFFECTIVE CORE PARAMETERS				A_L(nH) FOR UNGAPPED CORE SETS		
	le in/mm	Ae in²/mm²	Ve in³/mm³	C1 in⁻¹/mm⁻¹	3C85 ±25%	3F3 ±25%	3F4 ±25%
EFD10	.933 23.7	0.011 7.2	0.01 171	83.82 3.30	—	500	280
EFD12	1.12 28.5	0.018 11.4	0.02 325	63.5 2.50	—	700	380
EFD15	1.34 34.0	.023 15.0	.031 510	58.26 2.27	—	700	400
EFD20	1.85 47.0	.048 31.0	.089 1460	38.54 1.52	—	1150	580
EFD25	2.24 56.9	.090 58.1	.201 3300	24.89 1.00	2000	1800	
EFD30	2.68 68.0	.107 69.0	.287 4700	25.05 0.98	2100	1900	

图 5-18 供货商提供的 EFD 型号磁芯技术数据

4. 磁芯材料的选择

现在我们来选择磁芯的材料，在图 5－19 philips公司提供的目录中，我们看到可以选择的材料很多。实际上，如果我们查阅其他厂商的产品说明书就会发现，其实可以选择的种类几乎是非常之多，并且没有两个厂家会采用完全相同的材料，每一种材料的性能也各不一样。如何来选择材料？

Soft Ferrite Materials Selection Table

				FILTER INDUCERS			
PARAMETER	**SYMBOL**	**UNIT**	**TEST CONDITION**	**3B7**	**3B9**	**3D3**	**4C6**
Suggested Freq. Range	f	MHz	—	< 0.3	< 0.3	< 2.5	< 20.0
Initial Permeability	μ_i	—	T = 25°C, B < 1mT	2300	1800	750	100
Saturation Flux Density @ Field Intensity	Bs @H	mT A/m	T = 25°C	410 250	350 250	370 1000	380 3000
Remanence	Br	mT	T = 25°C	150	125	160	200
Coercive Force	Hc	A/m	T = 25°C	15	20	80	250
Relative Loss Factor ($\times 10^{-6}$)	$\tan\delta/\mu_i$	—	f = 100 kHz, B < 0.1 mT f = 300 kHz, B < 0.1 mT f = 1 MHz, B < 0.1 mT f = 3 MHz, B < 0.1 mT	≤ 5 12	≤ 5 16	— ≤ 10 ≤ 30	— — 25 ≤60
Power Loss Density[2] @ T = 100°C (Sinewave Excitation)	Pv	mW/cm³	f = 25kHz, B = 200mT f = 100kHz, B = 100mT f = 500kHz, B = 50mT f = 1MHz, B = 30mT	—	—	—	—
Temperature Factor ($\times 10^{-6}$) in the Temp. Range	TF ΔT	K^{-1} °C	f = 10kHz, min max	- 0.6 + 0.6 +20 – +70	+ 0.9 + 1.9 -30 – +70	+ 0.5 + 2.5 +25 – +70	0 + 6.0 +5 – +55
Curie Temperature	Tc	°C	—	≥ 170	≥ 145	≥ 200	≥ 350
DC Resistivity	ρ	Ω.m	T = 25°C	≈ 1	≈ 1	≈ 2	≈ 10^5
Density	δ	g/cm³	—	≈ 4.8	≈ 4.8	≈ 4.7	≈ 4.5
Available Core Shapes	Planar E Cores		Page 5	—	—	—	—
	Pot Cores & PT Cores		Pages 6, 7, 8, 9, 10	●	●	●	●
	PQ Cores		Page 11	—	—	—	—
	RM Cores		Pages 12, 13	●	●	●	●
	E, EC, ETD Cores		Pages 14, 15, 16,17	—	—	—	—
	EFD Cores		Page 18 (Fig 5.18, this book)	—	—	—	—
	EP Cores		Page 19	—	—	—	—
	U&I Cores		Page 20, 21	—	—	—	—
	Toroidal (Ring) Cores		Pages 22,23	●	—	●	—

NOTES:
1. Values shown are based upon measurements on toroidal test cores with OD = 25mm, ID = 15mm, HT = 10mm. Products generally do not fully comply with the material specification. Deviations may occur due to shape, size, grinding operations etc.
2. Typical values. See detailed material specification for guaranteed power losses. Each core in our catalogs has a guaranteed power loss specification.
3. For detailed material information, request our Soft Ferrite Material Selection Guide, PC1062.

Soft Ferrite Materials Selection Table

WIDE BAND & PULSETRANSFORMERS, EMINDUCTORS				POWER TRANSFORMERS & INDUCTORS					MAGN.AMP.	
4C4/4C65	3E2A	3E25	3E5	3C80	3C81	3C85	3F3	3F4	3R1	SYMBOL
—	—	—	—	< 0.1	< 0.1	< 0.2	0.2–0.5	0.5–3.0	—	f
125	5000	6000	10000	2000	2700	2000	1800	900	800	μi
380 3000	410 250	380 250	360 250	500 3000	500 3000	500 3000	500 3000	450 3000	450 3000	Bs @H
200	100	100	80	150	100	150	150	150	340	Br
250	5	5	5	20	15	15	15	60	40	Hc
— — 40 ≤ 80	≤ 10 25 — —	≤ 25 ≤ 200 — —	≤ 75 (≤ 25 @ f = 30kHz) —	—	—	—	—	—	—	tan δ / μi
—	—	—	—	100 — —	90 @ 50°C — — —	80 90 — —	— 50 180 —	— — 180 140	—	Pv
		—		—	—	—	—	—	—	TF
≥ 350	≥ 170	≥125	≥125	> 200	≥ 210	≥ 200	≥ 200	≥ 220	> 200	Tc
≈ 10^3	≈ 0.5	≈ 0.5	≈ 0.5	≈ 1	≈ 1	≈ 2	≈ 2	≈ 10	≈ 1	ρ
≈ 4.5	≈ 4.8	≈ 4.9	≈ 4.9	≈ 4.8	≈ 4.8	≈ 4.8	≈ 4.8	≈ 4.7	≈ 4.7	δ
—	—	—	—	—	—	●	●	●	—	Planar E
—	●	●		—	●	●	●	●	—	P, PT
—	—	—	—	—	●	●	●		—	PQ
—	●	●	●	—	●	●	●	●	—	RM
—	●	●	—	●	●	●	●		—	E, EC, ETD
—	—		—	—	—	●	●	●	—	EFD
—	—	●	●	—	●	●	●	●	—	EP
—	●	●	—	●	●	●	●		—	U&I
●	●	●	●	—	●	●	●		●	T, RCC

图 5－19 供货商提供的软磁铁氧体材料特性

我们首先来看看philips公司的材料，以前，几乎所有的电源磁芯都采用 3C6A 材料，这种材料的性能较差而且损耗很大；现在这种材料在市场称为 3C80，主要用于低成本的电源；目前已被 3C8 取代现在称为 3C81。随着开关频率的不断提高，philips公司推出了各种系列的新材料——请记住：随着频率的提高，损耗以大于线性的速度增大。由于磁芯的损耗与频率的高低有很大关系。现在虽然磁芯材料的种类非常之多，我们可以根据频率的高低来选择材料。

这也是每一个厂家生产各种各样磁性材料的原因所在。进一步的测试显示，每一个厂家（至少大致这样）在每一个频率范围所生产的磁性材料其实都是类似的。而且磁性材料的说明书上也经常能够看到某一种型号可以用其他厂家的来替代。材料上的微小差异被结构尺寸上的差异所掩盖。

我们这个反激变压器的开关频率为 250kHz，查一下图 5－19 的软磁铁铁氧体材料选择表，发现最合适的材料是 3F3（再说明一下，其他厂商也有类似的材料）。这种材料的性能优良，相同频率的损耗要比 3C85 材料低一半。但是磁芯材料领域变化很快，必须了解

最新动态，或许当你看到这本书的时候已经有更好的材料可以选择了！但我们这个例子中选择的是 EFD10 磁芯，材料为 3F3。

5. 气隙的选择

磁芯的形状和材料选好以后，下面我们开始选择气隙。通常先取最大磁感应强度（即磁通密度）（根据损耗），然后确定气隙大小，磁通也就确定了。（这就是说，磁感应强度和电感都确定的前提下才能确定气隙的大小——当然，只有磁感应强度一个条件是不够的，因为还与匝数有关。）对于气隙，可能会有一个问题，有时要求磁芯只有一边有气隙，而另一边没有气隙。这需要特意开模具，需要很多钱。另一个可能出现的问题是：气隙非常小，任何一点很小的气隙误差都会对磁感应强度产生很大的影响，并进一步影响损耗，甚至会导致磁芯的饱和。

实用提示：气隙不要小于 10～20mil（千分之一英寸，即 0.25～0.5mm），因为磁芯制造的时候通常会有 1～2mil（0.025～0.05mm）的误差。如果气隙小于 10～20mil，最好买一个本身带有气隙的磁芯，这种带气隙的磁芯保证的是 A_L 的大小，而不是气隙的大小。

即使是使用带有气隙的磁芯，仍然会有很多问题：由于本身的气隙很小，当两块磁芯连接在一起的时候，总的气隙误差会比较大；粘合用的胶水也会增加气隙的长度（特别当胶的密度不均匀的时候）。如果是密封封装，磁芯遇热还会膨胀等等。因此，为了避免出现这些问题，气隙长度最好大于 20mil。

实用提示 如果购买的磁芯有给定参数 A_L，通常半个磁芯带有气隙，另半个则没有气隙。因此，设计中如果想得到 A_L 的气隙，可以把那两个都带有气隙的半块磁芯拼装连接起来，当然，另外两块没有带没有气隙的磁芯可以先放在一边，需要的时候再拼成一对使用。

实用提示：当实验室里需要自己处理气隙时，经常会碰到这样的问题：磁芯外侧的两个磁柱上每个磁柱留出的气隙长度（例如，2mil 多层聚酯磁带）等于设计的气隙长度，这是错误的。请记住：你设计的气隙是总的空气回路的长度，等于中心磁柱上气隙长度再加上外侧磁柱上气隙长度（磁芯有两个完整的磁路，每边一个）。因为垫气隙的时候，在外侧磁柱上垫出气隙的同时，中心磁柱上也垫出了气隙。所以，外侧磁柱上的气隙长度只要总气隙长度的一半就可以了（如图 5－20）。

实用提示 如果想在中心磁柱得到等效 50mil 的气隙，外侧磁柱每边的气隙长度只要 25mil 即可。

回到我们磁芯气隙设计的例子中来，查阅philps磁芯目录的另一页（图 5－21），我们发

现,作为标准型号,EFD10 有 5 种不同的 A_L 值。不难看出,对这么小尺寸的磁芯来说,93μH 的电感值是很大的,所以我们从最大的 A_L 开始。最大的 A_L 意味着匝数可以最少,那样线圈电阻也可以最小。这种磁芯最大 A_L 对应 160nH。93μH 需要的匝数为

$$N=\sqrt{\frac{93\mu\text{H}}{160\text{nH}}}=24\ \text{匝}$$

说明:气隙可以通过 $A_e=0.072\text{cm}^2$ 来计算,所以有

$$160\text{nH}=\frac{0.4\pi(1\ \text{匝})^2 0.072\times10^{-8}}{l_g}$$

这样,可以得到气隙长度 $=0.0057\text{cm}=2.2\text{mil}$,这个值太小了!这么小的气隙是不能采用的。

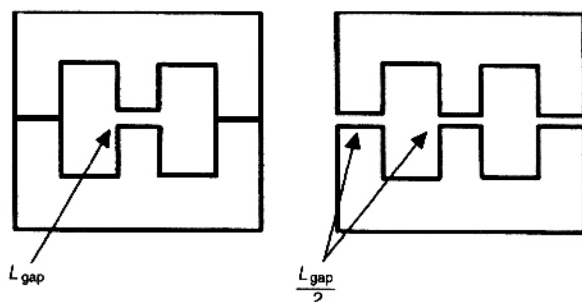


图 5-20 中心磁柱上的气隙长度等于外侧磁柱的气隙长度

算好气隙长度后,我们可以计算出磁感应强度,

$$B=\frac{0.4\pi\times0.93\text{A}\times24\ \text{匝}}{0.0057\text{cm}}=4970\text{G}$$

这个值远大于 100℃时的饱和磁感应强度 3300G(虽然在室温 25℃时,这个数要比饱和磁感应强度 5000G 要小一些,但是不要被混淆。)

用同样方法继续计算其他 A_L 值,并把计算结果列于表 5-5 中。最下面一项的($A_L=25\text{nH}$)是 philips 提供带有最大气隙的磁芯。从这个表中我们发现,只有后面的两项 100℃温度时 3F3 材料的磁感应强度小于饱和磁感应强度 3000G。对于 $A_L=63$ 与 100nH 我们就不用再考虑了。

表 5-5 带有气隙磁芯的磁通密度计算

A_L(nH)	N	l_g(cm)	B(G)
100	30	0.0090	3848
63	38	0.0144	3070
40	48	0.0226	2463
25	61	0.0362	1956

Standard A_L Values For Gapped E Core Families

FOR 3C80, 3C81, 3C85, 3F3 MATERIALS

PART DESCRIPTION[1] New/(Old)	A_L[2](nH)±3% / μs				
E CORE SETS					
E13/6.4-"M"-A_	40	63	100	160	250*
(814E250PA_-"M")	44	69	109	175	273
E19/4.7-"M"-A_	40	63	100	160	250*
(813E187PA_)	56	89	141	225	352
E19/8.7-"M"-A	63	100	160	250	315
(813E343PA_-"M")	48	77	123	192	242
E25/6.4-"M"-A_	63	100	160	250	315
(812E250PA_-"M")	64	102	163	255	321
E25/7.2-"M"-A	100	160	250	315	400
(New)	89	142	222	280	356
E30/6.9-"M"-A	100	160	250	315	400
(782E272PA_-"M")	91	145	227	286	363
E31/9.4-"M"-A_	160	250	315	400	630
(New)	95	148	187	237	373
E34/9.3-"M"-A_	160	250	315	400	630
(E375PA_-"M")	109	170	214	272	428
E41/12-"M"-A	160	250	315*	400*	630**
(E21PA_-"M")	66	104	131	166	262
E42/15-"M"-A	250	315	400*	630*	1000**
(783E608PA_-"M")	108	136	172	271	431
E42/20-"M"-A_	250	315	400	630*	1000**
(783E776PA_-"M")	84	105	134	211	334
E47/16-"M"-A_	250	315	400	630*	1000**
(E625PA_-"M")	76	95	121	191	302
E50/15-"M"-A_	250	315	400	630*	1000**
(New)	106	133	169	267	424
E55/21-"M"-A	315	400	630	1000*	1600**
(E55PA_-"M")	88	112	176	280	448
E56/19-"M"-A_	315	400	630	1000*	1600**
(E75PA_-"M")	79	101	158	251	402
E65/27-"M"-A	400	630	1000	1600*	2500**
(E65PA_-"M")	88	138	219	350	547
E80/20-"M"-A_	315	400	630	1000*	1600**
(New)	118	150	236	374	598
E83/38-"M"-A_	630	1000	1600*	2500**	3150**
(New)	121	193	308	482	607
PLANAR E CORE SETS (E CORE WITH PLATE)					
EI14/5.0-"M"-A_	25	40	63	100	160
(New)	23	37	58	92	148*
EI18/6.0-"M"-A_	63	100	160	250	315
(New)	26	41	65	102	129
EI22/8.2-"M"-A	160	250	315	400	630
(New)	42	66	83	106	166
EI32/9.6-"M"-A_	160	250	315*	400*	630**
(New)	35	55	69	87	138
EI38/12-"M"-A_	250	315	400	630*	1000**
(New)	45	57	72	113	180
EI43/14-"M"-A_	250	315	400	630*	1000**
(New)	45	57	72	113	180
EI58/15-"M"-A_	315	400	630*	1000*	1600**
(New)	56	71	112	178	285

Part Description Example:

E 30/6.9 - 3F3 - A100

- A_L value (nH) or GAP size (μm)
  - A-unsymmetrical gap
  - E-symmetrical gap
  - G-mechanical gap
- Material
- Dimensions in mm
  - A/C[1] FOR E, I, U & T cores
  - A/2xB for P, PT, PTS, PTR & PQ cores
  - A for EC, EFD, EP and ETD cores
- Core shape

[1] For EI sets: "B" of E core + "C" of PLT core

PART DESCRIPTION[1] New/(Old)	A_L[2](nH)±3% / μs				
EC CORE SETS					
EC35-"M"-A_	63	100	160	250	315*
(EC35PA_-"M")	46	73	117	184	231
EC41-"M"-A_	63	100	160	250	315
(EC41PA_-"M")	37	59	94	147	186
EC52-"M"-A_	63	100	160	250	315
(EC52PA_-"M")	29	46	74	116	147
EC70-"M"-A_	160	250	315	400	630*
(EC70PA_-"M")	65	102	130	165	256
EFD CORE SETS					
EFD10-"M"-A_	25	40	63	100*	160*
(New)	66	105	165	263	420
EFD12-"M"-A_	40	63	100	160*	250**
(New)	80	125	199	318	497
EFD15-"M"-A_	63	100	160*	250*	315**
(New)	114	181	289	452	567
EFD20-"M"-A	63	100	160	250	315*
(New)	76	121	194	302	381
EFD25-"M"-A_	100	160	250	315	400
(New)	80	127	199	251	318
EFD30-"M"-A	100	160	250	315	400
(New)	78	125	195	246	312
ETD CORE SETS					
ETD29-"M"-A_	100	160	250	315	400
(ETD29PA_-"M")	75	120	188	237	300
ETD34-"M"-A_	100	160	250	315*	400
(ETD34PA_-"M")	65	103	161	203	258
ETD39-"M"-A	160	250	315	400	630*
(ETD39PA_-"M")	94	147	185	235	370
ETD44-"M"-A_	160	250	315	400	630*
(ETD44PA_-"M")	75	117	148	187	295
ETD49-"M"-A_	250	315	400	630*	1000*
(ETD49PA_-"M")	106	134	170	267	425
ETD54-"M"-A_	250	315	400	630*	1000**
(New)	90	114	145	228	361
ETD59-"M"-A	315	400	630	1000*	1600**
(New)	95	120	190	301	481

NOTES: * means A_L tolerance = 5%　** means A_L tolerance = 10%

1. Substitute selected material for "M" and fill in an A_L value after A in part description.
2. RM6R is also available in 4C6 with A_L=63, μe=41.
3. A_L measured @ f=10kHz, B≤1mT, T=25°C, Fill factor > 80%, Clamping pressure = 1N/mm²(= 150PSI).

图 5－21　不带气隙的 EFD 磁芯供货商提供的 A_L 数值表

6. 磁芯损耗

对于我们选择的 $A_L = 25$ 与 $A_L = 40\text{nH}$，它们的磁芯损耗情况怎么样？这一章一开始给出的反激变压器里，电流是单方向的，所以磁感应强度也是中方向的：从 0 增加到 B_{max}，然后又降低到 0。所以磁感应强度的峰峰值是 B_{max} 的一半。250kHz 时，对于 3F3 材料，磁感应强度为 $2463/2 = 1231\text{G}$ 时的损耗近似为 330mW/cm^3；磁感应强度为 $1956/2 = 978\text{G}$ 时损耗近似为 170mW/cm^3。（Philips产品目录中也给出了 3F3 材料的特性，见图 5－22。）

7. 怎么运用磁性材料性能图表

和大家一样，作者也无法很好地运用磁性材料性能图表数据，我们可以通过方程 $\text{mW/cm}^3 = a \times B^x$ 来解决这个问题，这里的 a 与 x 是常数，可以通过选择图表中和坐标轴交叉的两点来确定 a 与 x 的值。两个方程包含两个未知数，很容易通过手工计算解得这两个数，也可以用数学编程的方法来解。

具体来说，对于 200kHz 时的 3F3 材料，如果取磁感应强度为 500G，那么损耗为 20mW/cm^3，如果磁感应强度为 800G，则损耗为 80mW/cm^3。这两个方程为：

$$20 = a500^x$$

$$80 = a800x$$

第一个方程两边同乘 4 得

$$80 = 4a500^x$$

与第二个方程合并，可得

$$4 \times 500x = 800^x$$

两边同时取对数，可得

$$\ln(4) + x\ln(500) = x\ln(800)$$

很快可以计算得到 $x = 2.94$。代回原方程，有 $a = 2.19 \times 10^{-7}$。因此，200kHz 时有，

$$\text{mW/cm}^3 = (2.19 \times 10^{-7})B^{2.94}$$

其他频率点，就不用重复上面的计算了，我们可以得出 250kHz 时的数据，只要乘以系数 $(250\text{kHz}/200\text{kHz}) = 1.25$ 即可，与原先估计的很接近。

8. 降低开关频率可否降低磁芯损耗

为了回答这个问题，我们先回忆下本章的理论内容，损耗与频率、磁感应强度之间是一种非线性关系，典型的关系式为：

$$\text{loss/1b} = f^{1.2}B^{2.3}$$

所以，我们不妨看看如果开关频率降低一半，结果会有怎么样：

$$f \to \frac{f}{2}$$

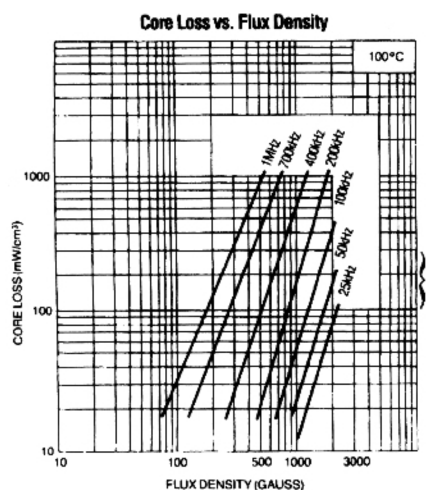
$$L \to 2L$$

$$N \to \sqrt{2}N$$

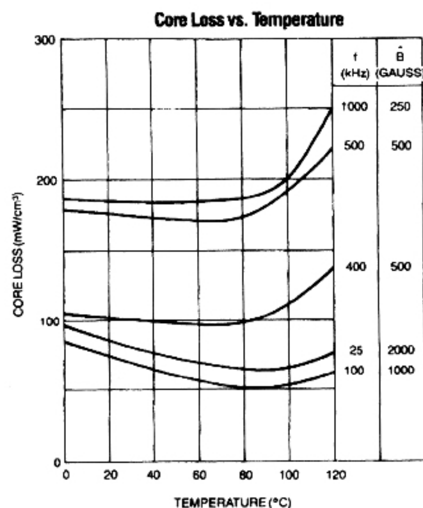
$$B \to \sqrt{2}B$$

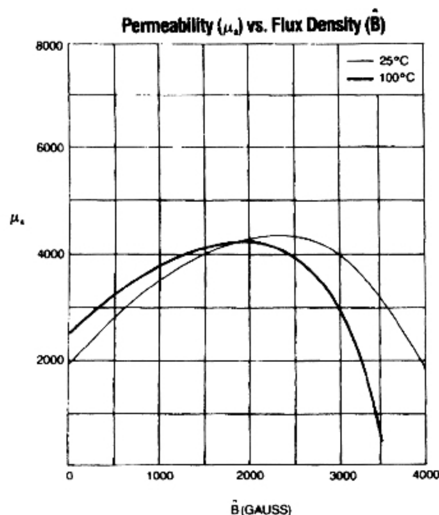
因为，我们需要有 2 倍的电感值来保持同样的功率，这意味着需要有$\sqrt{2}$倍的绕组匝数来实现两倍的电感。这就使得磁感应强度变为原来的$\sqrt{2}$倍，因为磁感应强度 B 与匝数同比增加。

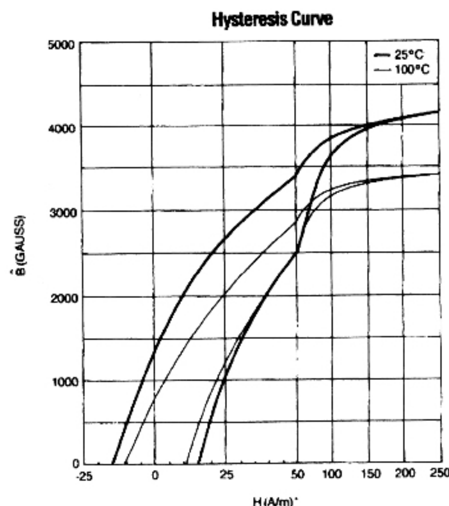
1 SERIES 3F3 FERRITE MATERIALS



*Recommended operating range for loss limited designs.
Flux density for bipolar excitation is $\hat{B}$.
Flux density for unipolar excitation is $\frac{B_{p\text{-}p}}{2}$.







*100 A/m is 1.25 oersted

图 5－22　供货商提供的 3F3 材料特性

总的损耗，即每一磅的损耗乘以重量，为

$$\left(\frac{f}{2}\right)^{1.2}(\sqrt{2}b)^{2.3}(2L)\approx 1.92fBL$$

由于磁芯的重量和存储能量的大小有直接的关系，而存储能量与电感量呈线性关系。因此开关频率降低一半，磁芯损耗几乎变为原来的 2 倍。另一方面，降低开关频率的确能够降低开关晶体管的损耗：

$$P_{\mathrm{Q}}\approx K+Af$$

式中，K 由通态损耗决定，A 由开关速度决定。如果开关损耗远大于通态损耗的话（开关频率很高的时候确实如此）可以有

$$P_{Q}\left(\frac{f}{2}\right)\approx 0.5P_{Q}(f)$$

一般情况下，通常的情况是这样的：即使在整个范围内进行优化，改变开关频率对效率的影响不是很大。而真正的好处在磁芯尺寸的大小上却非常明显，随着开关频率增加，体积明显可以减小。

下面我们继续计算磁芯损耗，磁芯的总体积为 $171\mathrm{mm}^3=0.171\mathrm{cm}^3$。因此我们选择的第一个磁芯的损耗为 $330\mathrm{mW/cm}^3\times 0.171\mathrm{cm}^3=56\mathrm{mW}$。第二个磁芯的损耗为 $170\mathrm{mW/cm}^3\times 0.171\mathrm{cm}^3=29\mathrm{mW}$。我们原先指标里设定的损耗为 0.2W，故这两个都可以正常工作，我们选择低 A_{L} 值的磁心。

如果磁芯损耗大得无法接受，可以有两个办法：第一个办法是进一步增加气隙，如两半块磁芯的匹配连接，定制自己需要的、带有气隙的磁芯；第二个办法是选用大尺寸的磁芯。随着气隙的增大，其边界范围也随着增大（磁场要通过磁芯外面的空气介质才能耦合过来），漏感也要增大，漏感增加会影响到电路中的其他元件，并且使变压器的效率减低。同时大型号的磁芯体积也相应的比较大，需要占用更大的印制版面积，成本更高。在工程设计中，通常要权衡这些因素，折中选择。

9. 绕组损耗

下面来计算铜损耗。手册中，我们选用型号的磁芯没有给出窗口面积，可以根据图 5－23 给出的磁芯实际尺寸来计算窗口面积。

计算窗口面积的时候，要记住绕线从一个窗口进线，另一个窗口出线，绕成一个闭合线圈。所以绕线的窗口面积是磁芯两个窗口面积的一半，如图 5－23 阴影面积所示。（一个完整的磁芯由这样相同的两个半块磁芯组成的。）整个磁芯的总的窗口面积（WA）应该是阴影面积的 2 倍。

$$WA=\frac{0.301\mathrm{in.}-0.179\mathrm{in.}}{2}\times(0.148\mathrm{in.}\times 2)=0.0181\mathrm{in.}^2$$

对这种形状的磁型来说，填充系数可以高达 80%。（如果原副边之间需要隔离，最好用较小的填充系数来计算：首先分配好绝缘层的面积，剩余面积的 80% 再分配给漆包线。）用这样的方法来计算每匝所占用的面积，不要忘记窗口面积只能用其一半来绕原边（另一半留给副边）：

$$\text{面积/匝} = \frac{0.0181\text{in.}^2 \times 0.8}{(2)61\ \text{匝}} = 0.00012\text{in.}^2$$

$$= 28\text{AWG}$$

为了计算绕线每一匝的长度(我们取保守值),绕线的每一匝都要绕得非常平整,我们假设绕组沿着窗口从一边饶到另一边,形状上绕成三维的正方体(也就是说,如果把磁芯拿开,留下的绕组应该是一个正方体)

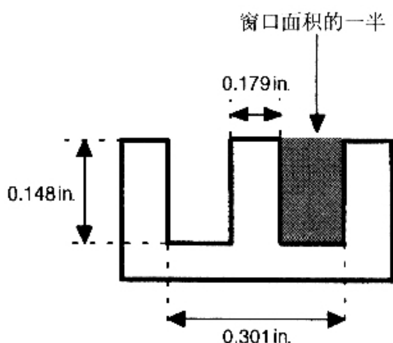


图 5-23　E 型磁芯窗口面积的计算

$$\text{每一匝绕线的长度} \approx 0.301\text{in.} \times 4 = 1.2\text{in.}\ (\text{保守值})$$

所以温度 20℃时的电阻不会超过

$$R_{DC} = 1.2\text{in.} \times 61\ \text{匝} \times \frac{1000\text{ft}}{12000\text{in.}} \times \frac{65.3\Omega}{1000\text{ft}} = 400\text{m}\Omega$$

当温度升高时,线圈的电阻会随之增大,假定最终温度为 60℃(计算方法同直流电感中电阻的计算),绕线的电阻为

$$R = R_{20℃} \times 1.0039^{(6℃-20℃)} = 400\text{m}\Omega \times 1.0039^{40} = 467\text{m}\Omega$$

通常,通过磁芯元件上功率损耗的计算(采用上述例子中的方法计算表面积的近似值),再加上环境温度,最后得到的变压器工作时的温度是比较精确的。否则,可采用迭代的方法计算。

10. 是否要考虑趋肤效应

趋肤效应会导致电流只在导体的表面流动。趋肤效应的深度(趋肤深度)取决于频率的高低。频率不高的情况下,趋肤深度大于导线半径,此时导线的整个截面积都能够得到有效的利用。因此在高频情况下,趋肤效应就变得很重要:由于电流只在表面流动,所以即使把导线的截面积增加一倍,电阻也不会降低。

另一方面,采用多股细线(绞在一起)的效果也不好。由于绞线的每股线之间都是绝缘的,(如果每股细线之间不绝缘,那就不能算是一股,那样一捆导线是没有什么用的。)因此会有相当一部分窗口面积被绝缘部分占用。需要用多少股细线才能减小电阻要根据具体的应用情况来确定。

为了减小损耗，可以选用规格 28 号线，也可以选用多股细线。我们先考虑趋肤效应下的近似趋肤深度：

$$\delta \approx \frac{6.61}{\sqrt{f}}\text{cm}$$

250kHz 开关频率时，趋肤深度为 $\delta = 6.61/\sqrt{250000} = 0.13\text{cm} = 0.0052\text{in.}$。而我们选择的 28 号线，其裸线的半径为 0.0063in。（显然，绝缘层的厚度是无关的，因为绝缘材料不导电。）

所以，导线导电部分的截面积是图 5－24 中的非阴影部分的面积，其大小为

$$A = \pi[(0.0063\text{in.})^2 - (0.0011\text{in.})^2] = 0.000121\text{in.}^2$$

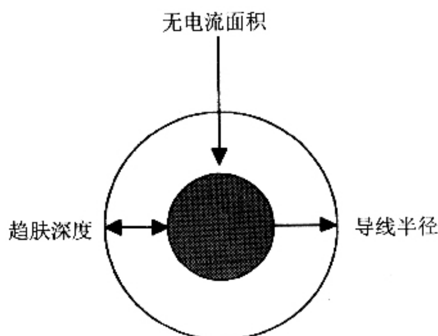


图 5－24 交流电流只能在导线的表面以下一定深度内流过

有的时候，设计人员会采用比趋肤深度小的导线。现在看一下如果采用 31 号线代替规格 28 号线会有什么结果（线的尺寸是对数关系，导线号数增加 3 号，对应面积减小一半）。31 号线的裸线半径为 0.0044in.，小于比趋肤深度，电流可以流过其所有的截面积。电流流过的截面积为 $A = 2\text{strands} \times \pi(0.0046\text{in.})^2 = 0.000133\text{in.}^2$，比 28 号线的有效面积大了 10%左右。但是不要忘记导线的绝缘层，28 号线绝缘层的面积每匝为 210mil，而 31 号线的绝缘层面积两股为 2 × 110.c.m = 220.c.m，比单股的 28 号线大 5%左右，因此即使不考虑绕线绞合的空间问题（绞线与单股线的绕线方法不同），也没有必要采用多股细线。不要认为绞线的效果就一定会更好，需要仔细检查其实际应用情况。在这个例子中，我们还是采用 28 号线。

11. 铜耗与变压器总损耗

继续我们的设计分析，请记住：导线上的损耗是由流过电流的有效值（RMS）决定的（不要搞混淆！）对于图 5－17 的锯齿波波形来说，其电流有效值为

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{pk}}\sqrt{\frac{DC}{3}} = 0.93\sqrt{\frac{0.45}{3}} = 0.36\text{A}$$

因此，原边消耗的功率为 $P_{\text{pri}} = (0.36\text{A})^2 \times 467\text{m}\Omega = 60\text{mW}$。由于原边和副边各占窗口面积的一半，因此我们完全可以要求副边消耗的功率与原边相同，可以得到总损耗为

$P_{TOT}=R_{core}+P_{pri}+P_{sec}=29mW+60mW+60mW=0.15W$。这样,变压器的总损耗为 0.15W、输出为 10W,即效率为 98.5%,比我们原来的损耗目标还要少 0.2W。

注意到铜损耗要远大于磁芯损耗(0.12W 与 0.03W),我们可以进一步减少线圈匝数和磁芯的气隙。或许,$A_1=40nH$ 就是最优的选择。因为上面的设计结果已经满足技术要求,我们不再进一步深入讨论。

12. 磁感应强度有两个公式吗

至此,我们已经能够设计储能磁芯(能量存储于气隙中),即电感。(回忆一下:反激式变压器在开关周期的一段时间内相当于一个电感。)现在我们来设计不存储能量的变压器。我们先来看另外一个主要问题。通常人们会用两个不同的公式来计算变换器中的磁感应强度(电感只有一个计算方法)。这会让你疑惑这两个公式最初是从什么地方推导得来的?不同的场合又该选用哪个公式呢?这一节将证明这两个公式其实是完全一致,选用哪个公式通常由已知条件决定,完全是为了使用的方便。

工程上,我们已经知道:

$$L=\frac{0.4\pi\times10^{-8}\times N^2A_e\mu}{l_m} \tag{5-5}$$

$$B=\frac{0.4\pi\mu IN}{l_m} \tag{5-6}$$

与

$$V=\frac{LI}{t} \tag{5-7}$$

从公式 5-5 可以得到 μ 的值:

$$\mu=\frac{l_mL}{0.4\pi\times10^{-8}\times N^2A_e}$$

代入公式 5-6 中,可以得到

$$B=\frac{0.4\pi IN}{l_m}\frac{l_mL}{0.4\pi\times10^{-8}\times N^2A_e}=\frac{10^8IL}{NA_e}$$

但是,公式 5-7 和 $L=Vt/I$ 是一样的,所以

$$B=\frac{10^8I}{NA_e}\frac{Vt}{I}=\frac{10^8Vt}{NA_e} \tag{5-8}$$

因此,方程 5-6 和 5-8 是等价的。一般情况下,在有储能(如电感)的条件下,因为电流是已知的,人们经常使用公式 5-6;而对变压器来说,施加的电压和时间是已知的,所以人们经常使用公式 5-8。但是。这两个方程其实完全等价,当然计算得到的磁感应强度也是一样的。

第六节　正激式变换器的设计实例

作为功率变压器的一个设计实例,下面我们将设计正激式变换器中的变压器。显然,

这种变压器也不是用于我们的buck变换器中。现在，我们考虑设计要求:输入电压为直流48V（简便起见，不需要考虑进线电压的波动范围），输出电压为5V，功率100W，开关频率为250kHz，基本电路图如图5-25所示。

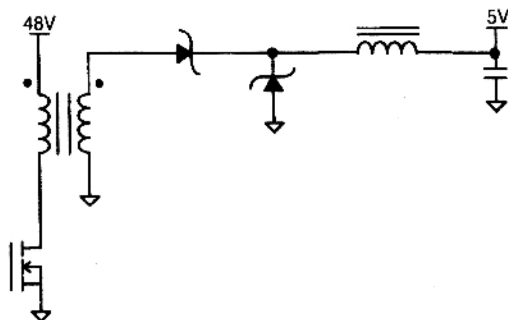


图5-25 正激式变换器

容易得到，输出电流为100W/5V=20A。这个电流值是比较大的，为了减少绕组电阻，副边的线圈匝数应该尽量取小。这意味着取变比（原边匝数除以副边匝数）的时候，副边最少匝数取为1。我们来看看变比为整数时会出现什么问题。

1. 匝数比=1∶1

匝数比=1∶1，即原边与副边的匝数相等。当开关导通时，48V输入电压全部加在变压器的原边。同样，副边也得到48V的电压（忽略漏感），并加于续流二极管两端。实际上，具有低通态电压的肖特基功率二极管其最大阻断电压为45V左右。48V的电路中，至少要采用电压为60V的器件，如果电压有过冲或者输入电压有波动，那么要求采用更高电压的器件。二极管的反向阻断电压越高，其通态电压也越高，变换器的效率将会降低。

在低输出电压的变换器中，整流二极管的通态电压是一个常见的问题。原因很明显：电感中的电流要么流过整流二极管，要么流过续流二极管，无论哪种情况，在二极管中总会产生一个大小为$V_f I$的损耗。二极管的损耗使变换器效率进一步下降。这部分功率不在总功率$V_{out} I$之中。解决这个问题的唯一方法是采用同步整流器，但是其驱动非常复杂（同样的道理，当输出V_{out}降到3.3V，甚至更低时，必须使用同步整流器）。

不管怎么样，对于一个高效率的变换器而言，如果不采用同步整流器，1∶1的变压器匝数变比不是一个很好的选择（对我们的例子而言）。

2. 匝数比=2∶1

这时原边匝数是副边的2倍，所以加在原边的电压为48V，副边和二极管上的电压为24V，可以使用肖特基功率二极管。正激式变换器占空比近似为$DC \approx V_{out}/V_{sec} = 5\text{V}/24\text{V} = 21\%$（忽略肖特基功率二极管的通态电压$V_f$）。变压器原边的峰值电流，即流过开关器件的峰值电流，可以通过本章第一部分介绍的方法计算得到，原边电压升高（副边电压反

射到原边)时,电流会降低。所以,如果副边正向二极管上电流为 20A,那么流过晶体管的电流为 $I_{pri}=20A/2=10A$。实际工作中,10A 的电流对MOSFET器件来说太高了(250kHz 频率时,我们不会采用双极型晶体管)。MOSFET的通态损耗与电流的平方成正比,那么损耗就是 $100A^2\times R_{DS,on}\times 21\%$。能够承受这么大损耗的MOSFET器件价格很贵。

3. 匝数比 = 3∶1

此时副边二极管上的电压仅为 48V/3 = 16V,占空比大约为 5V/16V = 31%。原边电流为 20A/3 = 7A,此时器件通态损耗只是匝数比为 2∶1 情况下的四分之三,即仅为 $49A^2\times R\times 31\%$。所有的参数都在设计要求之内。

4. 匝数比 = 4∶1

副边二极管上的电压为 48V/4 = 12V,占空比达到了 5V/12V = 42%,考虑到二极管的通态压降或者原边电压的波动,占空比将达到 45%左右,这是 UC3845 芯片能够提供 PWM 占空比的极限。所以,从我们所用芯片的最大占空比角度出发,变压器的变比有一个极限的限制。

通过上面的计算比较,我们可以得出结论,3∶1 的变比符合各种参数要求。所以我们在这个例子中变比选为 3∶1。

这里我们不再重复磁芯选择的整个繁琐过程,也不再去检查有没有其他更好的磁芯。假设我们已经选定合适的磁芯,并已已经完成了相应的工作,现在我们把工作重点放在设计正激式变压器时遇到的一些新问题上。

我们选择无中心穿孔的 RM10 磁芯,窗口面积 $A_e=0.968cm^2$ 选择 3F3 的材料,其参数为 $A_L=4050nH$。原边匝数为 3,原边电感量为 $L_{pri}=(3\text{ 匝})^2\times 4050nH=36\mu H$,所以,激磁电流为

$$I_{mag}=\frac{48V\times 31\%\times 4\mu s}{36\mu H}=1.6A$$

这个激磁电流的有效值再加上原边电流的有效值 20/3A(由副边反射到原边),我们可以得到原边电流总的有效值:

$$I_{RMS}=\sqrt{I_{DC}^2+\frac{I_{pk}^2DC}{3}}=\sqrt{\left(\frac{20}{3}\right)^2+\frac{(1.6)^2 0.31}{3}}=6.686A$$

这使得损耗进一步增加,损耗与 I_{RMS}^2 成正比,增加比例为 $(6.686/6.66)^2=1.006$ 或 0.6%,虽然增加 0.6%还是可以接受的,但是如果仔细研究,还可以进一步降低。为了减小激磁电流,我们可以增加原边的电感值,增加原边匝数。但是,为了保持原来的变比,变压器副边的匝数也应该相应增加。

选择匝数比为 6∶2,匝数增加了一倍,原边的电感值扩大了 4 倍,达到了 144μH。这就使得激磁电流峰值变为原来的 1/4,即 0.4A。0.4A 激磁电流引起的总有效值的增加部分可以忽略。

现在我们可以计算磁芯中的磁感应强度(注意 48V 电压加在变压器上的时间等于占空比的周期时间),

$$B=\frac{(48V\times 31\%\times 4\mu s)\times 10^{8}}{6\text{ 匝}\times 0.968cm^{2}}=1025G$$

这样大小的磁感应强度对 3F3 材料来说，产生的损耗是适中的；我们也注意到，原边匝数为 3 的时候，磁感应强度为 2050G，对应的磁芯损耗比较大，这也是增加原边匝数的原因之一。

和其他设计一样，现在我们继续计算磁芯损耗和铜损耗，然后再和原边取 9 匝、6 匝等情况下的损耗作比较，最后选择效率最高的一种。其他设计步骤与刚才介绍的一样。

第七节　电流互感器的设计实例

作为磁性元件设计的最后一部分内容，我们将设计一个电流互感器。使用电流互感器可以减小测量变换器原边电流时的损耗。

电流互感器与一般的电压变压器的区别在什么地方呢？这个问题即使是资深的磁性元件设计人员也很难回答。基本的区别在于：变压器试图把电压从原边交换到副边，而电流互感器试图把电流从原边交换到副边。电流互感器的电压大小由负载决定。

我们通过一个实际的设计例子，可以更好地理解电流互感器的工作原理。

假设用电流互感器测量变换器的原边电流，原边 10A 电流对应 1V 电压。当然，我们可以用一个 1V/10A = 100mΩ 的电阻来测量，但是电阻将造成的损耗 1V × 10A = 10W，这么大的损耗对几乎所有的设计来说都是不能接受的。所以，要选用电流互感器，如图 5 – 26 所示。

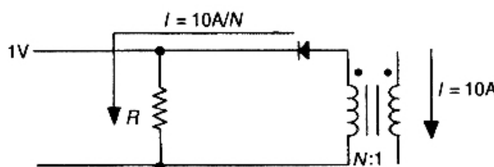


图 5 – 26　用电流检测互感器减小损耗

当然，为了减少绕组电阻，我们把原边的匝数取为 1 匝，同时为了使电流降到一个比较低的水平，副边匝数应该比较多。如果副边匝数为 N，由欧姆定律可得 $(10/N)R=1V$，在电阻中消耗的功率为 $P=(1V)^2/R$。我们假设消耗的功率为 50mW（也就是说，我们可以使用 100mW 规格的电阻），这就要求 R 不得小于 20Ω，如果采用 20Ω 的电阻，由欧姆定律可得副边匝数 $N=200$。

现在我们来看磁芯，假设二极管是普通的一般的二极管，通态电压大约为 1V，电流为 10A/200 = 50mA。互感器输出电压为 1V，加上二极管的通态电压 1V，总电压大约 2V。

250kHz 频率工作时，磁芯上的磁感应强度不会超过

$$B = \frac{(2\text{V} \times 4\mu\text{s})10^8}{200\ 匝 \times A_e} = \frac{4}{A_e}$$

由于原边流过电流的时间不可能超过开关周期（否则，磁芯无法复位）。因此 A_e 可以很小，而 B 也不会很大。这个例子里磁芯的尺寸不能通过损耗要求或磁通饱和要求来确定，更大的可能是由原副边之间的隔离电压来确定。如果隔离电压没有要求，磁芯的大小一般由 200 匝的绕组所占体积来确定。你可以用 40 号的导线流过 500mA 的峰值电流，但是这种导线实在太细，一般的变压器厂家不会为你绕制。

实用提示：除非一定要用，一般情况下不要使用规格小于 36 号线的导线。

现在我们来分析为什么不能用电压变压器来替代电流互感器？已经知道副边电压只有 2V，因此原边电压为 2V/200 = 100mV。如果输入直流电压为 48V，那么电流互感器原边 10mV 电压对 48V 电压来说是微不足道的——那样你可以在副边得到 50mA 的电流，而对原边几乎没有什么影响。假设另一种情况（不现实的），原边的输入直流电压只有 5mV，那么互感器的原边不可能有 10mV 的电压，同时由于原边阻抗（如反射副边阻抗）也比较大，决定了副边根本不可能产生 50mA 的电流。即使整个 5mV 电压全部加在原边，副边也只能产生 200 × 5mV = 1V 的电压：不能在转换电阻上产生足够的电压。因此，电压变压器只能用作变压器，不能用来检测电流。

从另外一个角度来看：虽然输入电源的电压为 48V 时，但是流过电流互感器电流的大小不是由原边的这个 48V 电压决定的，而是其他因素决定的。

电流互感器是有阻抗限制的电压变压器。

最后，我们来看一下电流互感器的误差情况怎么样？答案在于电流互感器的基本定义上：感应的是电流。

实用提示：电流互感中的二极管和副边绕组的电阻不会影响电流的测量，因为（只要阻抗不是无穷大）串联电路中电流处处相等，与串联的元件无关。

实际工作中，是不是使用肖特基二极管作为整流二极管是没有关系的：二极管的低通态电压只影响变压器，不会影响电流互感器。

如果互感器副边的电感太小，测量误差将会增大。也就是激磁电感太小，假设我们要求测量电流的最大误差为 1%，副边电流为 50mA，那么副边电流就是 50mA，这就意味着要求激磁电流（副边）应该小于 50mA × 1% = 500μA。激磁电流没有流过转换电阻，我们也无法检测到这个电流，这样误差就增大了。我们可以算出副边电感的最小值

$$L \geqslant \frac{2\text{V} \times 4\mu\text{s}}{50\text{mA} \times 1\%} = 16\text{mH}$$

现在的匝数为 200，我们需要 A_L = 16mH/200 = 400nH 的磁环，用普通的小铁氧体磁环就可

以了,这种铁氧体磁环是很容易找到的。

第八节 可批量生产的磁性元件设计技术

这一章,我们已经介绍了磁性元件理论方面的知识,接着又给出了用于实验的各种磁性元件设计的指导方法。但是,与其他电子元件的设计不同,磁性元件通常是向厂家定做的,而且经常是每次定制一种。所以,你设计的磁性元件能够在实验室正常工作以后,接下来的工作需要与厂家合作,并满足厂家的生产要求。再好的设计,如果无法生产是没有意义的。这一节将向你介绍很多经验,这些经验来自多年与制造厂家的合作实践。

生产定制磁性元件的厂家一般都有很丰富的经验,要仔细听取他们给出的关于绕线与安装等方面的建议。通常,这些建议与减小生产成本有关,这也是你非常需要的。另一方面,也不要不加区分、百分之百地听从他们的意见。因为很多人在磁性元件的设计方面虽然有很丰富的经验,但是对使用这些磁性元件的电路却懂得不多。具体来说,当需要重新安排多绕组变压器的绕组层时,应该十分小心,因为这会影响磁耦合。通常,对这一种需要改变绕组层次安排的要求应该加以拒绝,或者最好给他们一个样品,让他们按照样品生产。

1. 导线的粗细

我们以前曾经讨论过这个问题,这里介绍有关的内容,希望对大家有更多的帮助。

实用提示:最好不要使用规格大于 20 号线,小于 38 号线的导线。大于 20 号的线太粗,一些机器绕制时有困难,同时也会增大成本。如果绕制的线大于 18 号,骨架将会由于导线太硬而断裂。如果需要导线的截面积比较大,可以用多股 20 号线并绕。小于 38 号线,厂商绕制是没有问题,但是自己在实验室做磁性元件的样品时将会有困难。导线像头发一样细,绕制过程中很容易扭曲和折断。例如通过计算,1mA 的电流只需要 45 号线就可以,但考虑到绕线的难度,最好使用 38 号线,原因就在于绕制难度上。

选择导线粗细规格时,如果要生产很多,可以考虑通过控制不同型号导线的种类数量来尽可能节省成本。假如原边绕组使用 23 号线,副边有两个绕组,一个绕组使用 24 号线,另一个使用 22 号线,你可以考虑是否可以全部采用 23 号或 24 号线。如果可以,节省的成本将是很可观的,同时还能够减低几毫瓦的损耗。

2. 导线粗细比率

作者从来没有听到过有人提过这个问题(真正绕制过磁性元件的技术员除外)。如果同一个骨架上的导线粗细规格相差太大,那样对绕组是非常不好的。如果你先在平整的骨架上螺旋式的绕好很粗的导线,然后再在上面绕一些细的导线,这些细导线很可能会滑

入两匝粗导线之间的缝隙里，使得细导线不能形成一个平整的层面。这会影响耦合，造成每个元件的性能各不相同。没有什么具体的方法可以克服这个问题，但是：

实用提示：两个相邻的绕线层所使用的导线粗细规格不要超过10。

3. 环形磁芯绕线的限制

环形磁芯的绕线要比其他形状的磁芯的绕线困难得多。事实上，作者曾经开玩笑，告诉别人，从结构上来讲，环形磁芯的绕线根本是不可能的。但是，无论如何，绕制的难度还是次要的，忘记已经绕好多少匝那就影响很大了。我经常建议技术人员到一个不受干扰的地方去绕线，而且每绕10匝就在纸上记录一下。另外，这样的绕线工作方式属于高劳动强度。

实用提示：让技术人员（或者你自己）休息一下。如果需要手工绕制样品，环形磁芯的绕组不要超过200匝。

4. 胶带与导线的绝缘

胶带常用于变压器原副边之间的绝缘隔离，有的时候副边各绕组之间也用胶带进行绝缘。这里的两种绝缘略微有些不同。很多安全机构对原副边之间的绝缘要求很高：原边连接于交流电源，副边人可以安全触摸！不同的条件下，原副边之间的绝缘电压可以在500V到3000V。对这么高电压的绝缘要求，很自然要用到绝缘胶带。如果要求绝缘电压非常高，最好使用那种中间隔开的骨架——骨架的中间有一段塑料隔层，把窗口面积分成相互分开的两半。把原边和副边绕在各自分开的单元里。

副边与副边之间绝缘要求，目前还没有标准机构严格的规定，而是由设计者考虑如何避免电压击穿。假如有一个反激式变换器，副边可以产生+30V和-160V两组电压，同样可以把两个副边绕组在空间上分隔开来以避免击穿，绕组间也不要靠得太近，当晶体管导通时，不同绕组之间可以有200V的电压差；关断时，根据不同的设计，绕组间的电压可能更高；正激式变压器的电压高低与占空比呈反比关系。事实上，对于像-160V那样的高输出电压，甚至绕组的每一层之间都需要隔离绝缘；绕线的时候，这一层从左边绕到右边，然后另外一层从右边又绕回左边，最高电压就在上面一层最左边导线与下面一层最左边导线重叠的地方。

副边绕组之间的绝缘也可以用胶带来实现。需要提醒的是，每一层胶带都会极大地增加产品的成本，因为这些工作需要手工来做。同一层各匝之间的绝缘也没有绝对的要求，一般在导线上涂上很厚的绝缘漆，而不用胶带来绝缘。标准的绝缘（要求高）要用两层绝缘漆，但即使是三层、四层也很容易做，同时又不会增大太多的成本，并且绝缘漆占用的空间比一层胶带还要小。最难解决的问题是：对于某一给定的绝缘电压，应该用多少绝缘漆？

不用详细分析就可以知道，问题在于磁性元件的导线耐压是对 60Hz 正弦波而言的，与 100kHz 的方波状态没有任何关系。所以我们对 100kHz 频率下的绝缘情况一无所知。导线的击穿情况也是一个统计数字，而且还与温度和使用年限有关。在几百伏（峰值）电压条件下，工作于变换器的开关频率和变换器对应波形，漆包线是没有问题的。每一层、每一股的绝缘都没有问题。最好的方法是：唯一可以信赖的是对实际电路进行老化实验。

5. 分层

绕制多层绕组的正确方法我们前面已经说过：第一层从左边绕到右边，然后第二层从右边绕回左边等等（环形磁芯除外）。虽然绕组停止于某一层中间的某个位置是可以的，但考虑到绕线线头的放置，最好不要这样做：如果绕组从骨架中间的某个位置开始或者结束，那么导线必须穿过这一层剩余的空间把线头引出来，才能焊接到骨架的端子上。这段跨越的引出线会使绕组外面几层形成一个凸起。这个变压器就没有用了，不要采用这种方案。所以在设计—制造过程中，选择导线粗细规格时要考虑最好能够绕满每一层（每个绕组的层数是整数），这一点在实际磁性元件的设计中比希望得到最优的电阻值还要重要。

6. 绕组的数目

实践表明，能够进行批量生产的磁性元件其最多绕组个数为 4 到 6 个。如果绕组太多，不仅电气上会出现一些问题（最后一个绕组的耦合情况变化很大），同时分层也更困难，并且磁芯骨架通常只有 8 ~ 12 个接线端。除非你只能自己去定制骨架。

7. 密封

密封处理是用导热材料把磁性元件的周围空间填满，以便通过更好的导热通路把内部热量传递出来，还可以增加磁性元件的表面积。不要同真空密封搞混淆。真空密封用于绝缘，对导热没有任何帮助。

密封处理最大的好处在于散热和机械结构：能够很好地把热量散发出去，同时由于表面变得平整了，安装起来也非常方便。（例如，可以在其表面加工一个螺孔。）密封处理也有一些潜在的问题，这些需要与厂家讨论。第一点是很明显的：密封用的填充材料比较重，你的磁性元件会增加很多重量。还有一个不太明显的问题，密封处理会改变磁性材料的性能。以前有一个争议性的问题：密封材料会变形，形状的改变会影响气隙磁芯的气隙，并导致电感量的改变！另外一个不太明显的问题是铁氧体材料比较容易碎裂，受到挤压以后会出现断裂。第三个问题是MPP磁芯对压力很敏感，它的磁导率会受到挤压的影响。这些问题中，很多可以通过选择合适的填充材料得到解决，但是要相信，厂家目前正在非常专业地处理这些问题。

8. 技术规格书

这一节的题目有些特别，如果你是一位普通的设计人员，你不会碰到这种问题——除非曾经有过这方面的经历。磁性元件的技术规格书是很难写的——可以说是一个挑战性的工作。一开始，你可能会把一些本来应该写的内容没有写进去，你可能根本就没有想像到应该包括哪些内容（如：从骨架的这一端到那一端，胶带应该绕多少长等等）。修改以

后，你会把凡是能够想到的东西都写进去。（内容可能多得已经像一本 25 页厚的书了！）但是制造厂家会告诉你，那么多的技术工艺要求根本就无法实现。

不管怎么样，最终还是把说明书写好了，厂家和你都觉得很满意，并按照你写的说明书，厂家向你第 4 次送样品，在试验板上工作完全正常，看来一切都很好！现在的情况是，采购人员找到了另外一个磁芯元件生产厂家，并且把说明书也给了他们，要他们来生产。他们把做好的样品送来了，结果却完全不能工作。把这个样品打开，看看问题到底出在什么地方。原来这个新的厂家对你的大作（说明书）理解有问题。按照他们的理解做出来的元件已经和你原来的设计要求完全不一样了。

这听起来像一个可怕故事，但是如果有这方面经验，你就会知道其实每一个电源公司都曾经碰到过这种事情。事实上，即使是同一个厂家，他们有时按照这种工艺来做，有时又按照那种工艺来做。作者发现，解决这个问题的唯一办法是：和厂家一起试制样品，一直到做成功为止，然后把这些工艺做法一起写进说明书，要求厂家完全按照样品来做。对磁性元件要时时保持警惕。

9. 结论

通过这一章的介绍，我们可以看到磁性元件的设计也没有什么神秘的地方。只是需要更加耐心和注意细节——所有的公式都是有用的。这些正是设计磁性元件的时候需要耐心和细致工作的地方。如果每一个月设计一个或两个磁性元件，或许手工制造也并不那么可怕。但是如果每天都要设计制作磁性元件，每天需要完成 2 到 3 个，那不仅仅是疲倦的问题，而是不现实的。当然，解决的方法是让计算机来做所有设计的工作。但是，现在能买到的软件都难以胜任这项工作。编写一个技术上很精确、不仅有现代的人机界面接口、还有足够的文件库和数据库的软件，这会对设计工作非常有帮助，至少有助于本章介绍的几种普通类型磁性元件的设计。对于工程师们来说这将是一个非常有价值的大项目，我们期待着这样的好软件！

虽然这一章的篇幅已经很长了，但是还有许多有关磁芯元件设计的高级话题没有涉及到。但是，作者认为，只要掌握了这一章介绍的实用技术，就足以胜任日常工作中绝大多数磁性元件的设计。按照我们介绍的设计步骤，初次设计就能满足技术要求，误差可在 10% ~ 20% 的范围内，这里无需非常先进、费时的分析手段就能够得到的最好结果。作者认为即使是采用先进、费时的分析工具设计得到的结果有时还没有这一章手工计算设计出来的效果好。

第六章 实用反馈设计

第一节 概 述

反馈网络的设计是变换器中最重要的工作之一，但是通常又很容易犯错误。（在变换器的设计中，与其他环节相比，反馈和磁芯元件设计比较困难。）电源设计工程师通常可以分为两类，其中一类工程师真正懂得如何进行补偿反馈设计。另一类工程师则没有真正掌握这项技术。前者能够在几个小时的时间内完成变换器的反馈补偿网络设计，而且实际电路能够精确地符合设计要求；这一章将帮助你进入这一类工程师的行列。

和变换器其他方面的设计相比，反馈设计在数学上显得复杂一些，但你没有必要被吓倒；不会时时都需要用到数学理论的，只是偶尔需要处理新问题时，数学理论才非用到不可。这一章将帮助你复习相关的背景知识。和其他几章不样，这一章讨论的内容无法在实验室里直接用来眼睛观察；我们将从复数的复习开始，然后介绍传递函数，传递函数的概念对理解什么是补偿非常重要的。在介绍这些基础知识以后，我们将详细给出实际的反馈设计例子；完全可能在两个小时的时间之内完成变换器的补偿设计，而且第一次设计尝试就可以便变换器的实际工作性能够准确地符合设计要求。

1. 对数和分贝

分贝是用来测量传递函数（下面将具体介绍什么是传递函数）增益的标准单位，例如变换器的开环或闭环增益。我们将从分贝和对数开始复习。

在工程设计中，对数通常是以 10 为底的，而不是以自然数（e）为底。请注意：某个数如果增大 10 倍，其对应的对数增加 1 倍；乘法由加法代替，除法则由减法代替，这样计算就非常方便。

分贝（dB）是以 10 为底的对数，然后再乘以系数 10（或 20），用分贝表示的数据看起来很直观（几乎是整数）。在反馈设计中，所乘的系数取 20。所以 10V 电压用分贝表示为：

$$20 \times \log(10\text{V}) = 20\text{dBV}$$

100mV 表示为：

$$20 \times \log(0.1\text{V}) = -20\text{dBV}$$

幅度小于 1 的数在分贝数里对应小于 0dB。

由于对数的关系，分贝计算把乘法变成了加法。例如，增益为 8 [$= 20 \times \log(8) =$

18dB]，现在如果希望把它减小到 4，那就需要乘上系数 0.5，所以可以用分贝数表示为 $20\times\log(0.5)=-6\text{dB}$，然后把乘法变为加法。当然，乘以 0.5 和除以 2 是一样的。所以用分贝数表示为 $20\times\log(2)=6\text{dB}$；再把除法变为减法。无论哪种计算方法，不管是乘以 0.5，还是除以 2，最后结果都是一样的：18dB − 6dB = 12dB = 4。

这里顺便提一下，有时你可能听别人说起过“贝尔”(bell)这种单位，表示每单位 10 分贝。但实际工作中，几乎没有人采用这种单位。

2. 复数

在反馈设计和信号检测的时候，人们总是采用复数，虽然实际电路中没有什么地方明显的体现出哪个数是一个复数。使用复数最典型的例子是绘制奈奎斯特(Nyquist)图，奈奎斯特图的横坐标表示环路增益复数的实部，纵坐标表示环路增益复数的虚部。这部分内容将在以后关于图 6 − 34 中详细讨论。这里我们先讨论复数函数。

复数由实部和虚部两部分组成，可以表示为：

$$(\text{Re})+\text{i}(\text{Im})$$

式中，Re 为实部，Im 为虚部。(工程师们通常用 j 表示虚数单位，以免和电流的符号混淆。)本书仍然采用 i 作为虚部单位(−1 开根号)。重要的是要知道复数的两个部分为 Re 和 Im。

既然复数由两部分组成，那么我们可以把实部画在 x 轴上，把虚部画在 y 轴上，如图 6 − 1 所示。重画该图于图 6 − 2，很明显，一个复数同样可以用其他两个信息来表示：一个是与原点之间的距离，另一个是从 x 轴开始，沿逆时针方向转过的角度，这种表示法称为幅度和相位表示。

幅度和相位表示法常见于电子学，当需要同时表示幅度和相位(总是同时出现)的时候，人们很自然的使用复数，因为，复数同时包含了这两个信息。

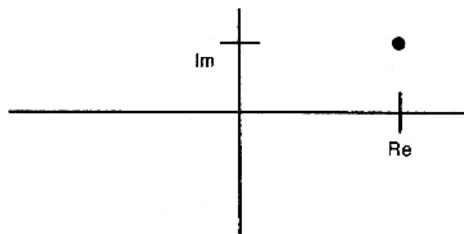


图 6 − 1　复数由两部分组成，可以画在同以张图上

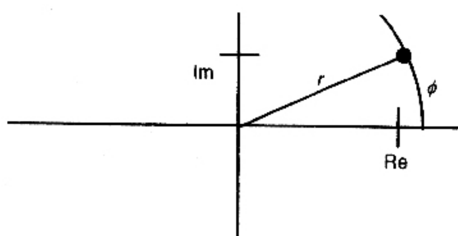


图 6－2　复数也可以表示为距离和角度

3. 复函数

既然可以用复数同时表示幅度和相位，那么我们就可以让复数随着参数的变化而变化。（具体的说，幅度和相位可以随频率的变化而变化。）在稳定性设计中，我们对函数的这两部分很感兴趣：在什么参数（即频率）下，函数值为零，什么时候为无穷大。这两个条件被称之为函数的零点和极点。

实例

$$\frac{x-2}{x-3}$$

显然，当 $x=2$ 的时候复函数等于零，所以该复数在幅度为 2，相位为 0，即（Re）＝2，（Im）＝0 的位置，有一个零点（请参考图 6－1）；当 $x=3$ 时，复函数变成了无穷大，所以该复数在幅度为 3，相位为 0 的位置有一个极点。

作为另外一个例子，我们可以看到，与电容相关的复函数（即阻抗），电容阻抗是频率的函数，$1/sC$（这里 s 与频率有关）；电感的阻抗为 sL。图 6－3 示出了开关变换器输出滤波器（不考虑电容的ESR或电感的绕线电阻）。这种电路形式上和一个分压网络完全一样，其电压衰减取决于工作频率，输出等于输入乘以下面的式子：

$$\frac{1/sC}{sL+1/sC}=\frac{1}{s^2LC+1}$$

如果希望概念上更容易理解，可以把上面的式子看作是两个电阻组成的分压运算，一个电阻的阻抗为 sL，另一个电阻的阻抗为 $1/sC$。这个函数没有零点，但是，如果 $s^2LC=-1$ 或者 $s=\pm i/\sqrt{LC}$，这个函数就会有极点。因此，当工作频率的大小等于输出滤波器谐振频率，角度为 90°或 270°时（因为是纯虚数，所没有实部），以上式子存在一对极点，如图 6－4 所示。

这一点的物理意义，当然是 LC 回路的谐振频率，所以在这个频率上，输入信号被无限放大以后作为输出。当然，实际电路中是有电阴的，放大不是无限的——即两个极点并不在虚轴上，这个复数还有一个实部。

对那些已知数来说，请注意这里没有 2π 这个系数，因为 2π 其实对应于 $i\omega=2\pi if$ 而不是频率。

4. 什么是函数变换

知道什么是复数以后，下面我们开始介绍函数变换。实际上，我们平时看到的频谱就

是通过函数变换得到的。绝大多数情况下，函数变换是同一个函数的两种不同的表示方式。对我们来说，主要是两种代表性的变换：

（1）作为时间的函数。（例如，第 1 秒的时间内电压是多少？）

（2）作为频率的函数。（例如，60Hz 的 15V 电压，加上 180Hz 时 3V 电压。）

任何时间的函数都可以表示为频率的函数，反之亦然。所以，如果我们知道了函数的频谱（时间函数的一种转换形式），那么频谱中就包含了原始（时域）信号中完全相同的信息，只是出于某些目的，在表示形式上有所不同而已。

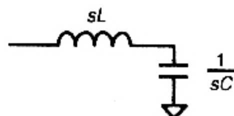


图 6－3　电容与电感阻抗的复数形式

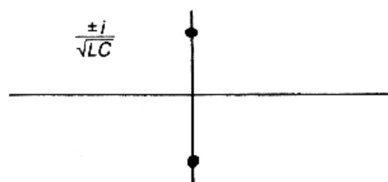


图 6－4　在谐振频率处，LC 电路存在极点

5. 两种函数变换

从工程应用的目的出发，我们通常采用两种变换：傅里叶（Fourier）变换和拉普拉斯（Laplace）变换。假设我们有时域信号 $V(t)$，那么傅里叶变换就是：

$$V(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega t} V(t)\,\mathrm{d}t$$

拉普拉斯交换为：

$$V(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty} e^{st} V(t)\,\mathrm{d}t$$

6. 两种变换有什么区别

这两种函数变换之间的区别在于傅里叶变换考虑的是整个时间范围内的运算，也就是说，需要自始至终永远都在测量电压信号（我们这个例子里的信号是电压）。而拉普拉斯变换仅仅考虑起始时间（$t=0$）以后的电压信号。也就是说在从起始时间（$t=0$）开始才进行测量，起始时间以前的电压一直为零。

实际上，以上的区别意味着傅里叶变换应用于类似于电源噪声辐射的场合，我们可以用非常慢的扫描速度进行测量。而拉普拉斯变换则应用于描述随时间变化的而变化的场合。例如，电源打开以后，电容上的电压是如何变化的？

在这一章里,我们只用到拉普拉斯变换,因为我们只关心从起始时间以后的时间里,如外加扰动或负载变化时,电源是如何变化的。傅里叶变换可以用于第9章介绍的EM设计中。

7. 电容 C 和电感 L 的变换

电容的阻抗可以直接用拉普拉斯变换来表示。当然,电容阻抗以及电感总是用于滤波器的设计,具体而言,正如前面所说的那样,是变换器环路中的滤波器。我们知道,

$$C\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}=I$$

如果令 $V=e^{st}$,那么电压波形就是一个正弦波(这是等同的,因为 $e^{i\omega t}=\cos(\omega t)+i\sin(\omega t)$),可以得到:

$$I=Cse^{st}=CsV$$

或者把阻抗表示为:

$$Z\equiv\frac{V}{I}=\frac{I}{sC}$$

这正是我们希望的表示形式。这样在拉普拉斯变换形式中没有积分运算,我们就不需要进行积分运算。同样,我们可以写出电感的阻抗,因为:

$$V=L\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t}$$

用 e^{st} 代替 V,并进行积分

$$LI=\frac{e^{st}}{s}=\frac{V}{s}$$

或者 $z=sL$,这和刚才介绍的分压网络的例子是一样的。

第二节　传递函数

1. 什么是传递函数以及什么时候使用传递函数

传递函数是用来表示输入信号和输出信号之间关系的一种简洁形式。例如,图6-5中的方框图可以表示一个完整的电源,传递函数表示对音频信号的敏感性,即输入电源噪声被衰减(或放大)了多少。

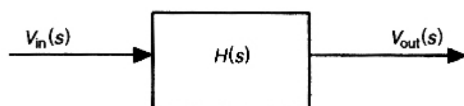


图6-5　传递函数描述系统对输入和输出做了什么样的变换

我们已经知道任何时域函数都可以被分解为相应的一系列正弦波——通过相应的函数变换可以实现。如果在系统的输入端施加频率为 ω 的正弦波，那么输出信号将仍然是频率为 ω 的正弦波，但是幅度和相位与原来的输入信号会有所不同。这个输入和输出之比就是系统的传递函数 $H(s)$。传递函数 $H(s)$冲，s 是一个复数，它表示系统引起的幅度和相位的变化。

有了传递函数以后，只要知道输入信号，就可以算出系统的输出。把输入分解为一系列的正弦波，然后对每一个正弦波与传递函数 $H(s)$进行运算，最后把各项运算结果迭加起来，就可以得到系统的输出。

对电源来说，我们关心环路中小信号扰动或元件误差对变换器的影响 扰动应该是随时间衰减的，而不能被放大。传递函数可以清楚地说明这一点。如果传递函数显示系统是不稳定的，如图 6－6 所示，那么扰动将被放大，对应电路中将会出现振荡情况。

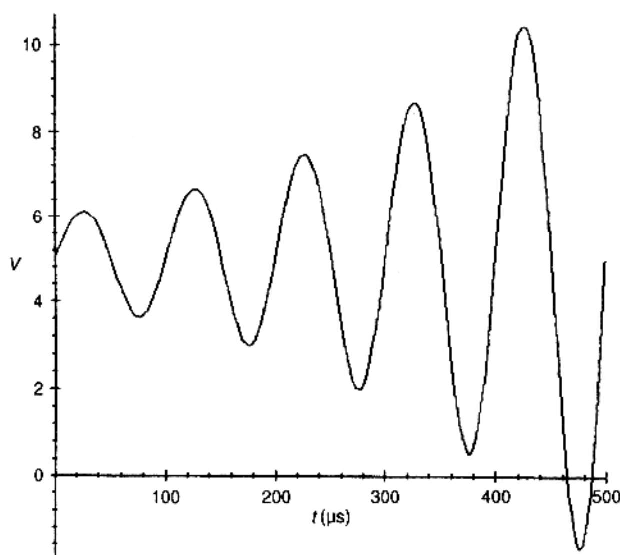


图 6－6　不稳定系统对扰动的影响

2. 传递函数的合成法则

如果两个系统串联，那么整个系统的传递函数很容易通过合成得到。如图 6－7 所示。

这个合成法则使我们很容易算出闭环系统（如图 6－8）的传递函数。标有 $H(s)$的方框表示功率回路，因为这一级的作用是把输入转换为输出。标有 $G(s)$的方框表示反馈控制，因为这一级对输出信号进行取样，并把取样得到的信号用来控制应该把多少输入功率传送给输出。

我们知道，输出 Out 加在 $G(s)$上就成为 Out × $G(s)$，再从输入 In 减去这个值。图 6－9 示出了这些运算过程。

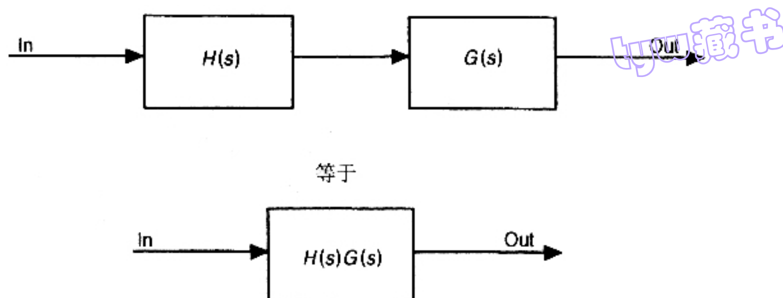


图 6－7　传递函数的合成法则 两个系统串联，它们的传递函数相乘

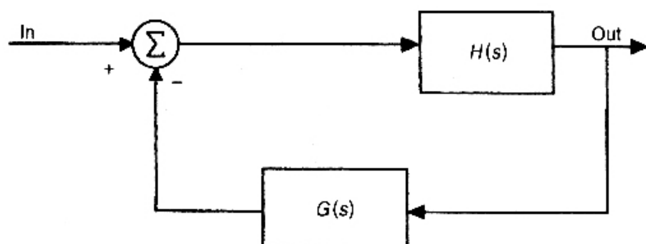


图 6－8　闭环系统

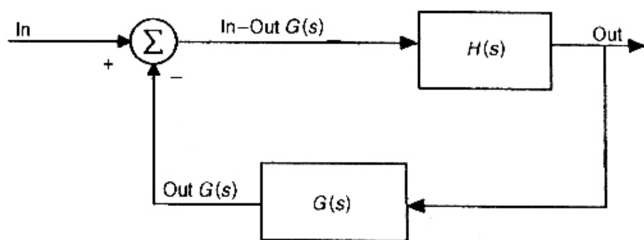


图 6－9　闭环系统传递函数的计算

但是，$H(s)$乘以刚才得到的计算值，应该等于输出 Out，所以我们可以得到以下一系列方程：

$$H[\text{In} - (\text{Out} \times G)] = \text{Out}$$

$$(H \times \text{In}) - (H \times G \times \text{Out}) = \text{Out}$$

$$H \times \text{In} = \text{Out} \times [1 + (H \times G)]$$

$$T(s) \equiv \frac{\text{Out}}{\text{In}} = \frac{H(s)}{1 + H(s)G(s)}$$

闭环传递函数 $T(s)$能够为确定电源闭环是否稳定提供基本的依据。概括起来说，如果在任何一个频率点，闭环传递函数 $T(s)$为无穷大，也就是说，如果闭环传递函数有一个极点，那么变换器就是不稳定的。

3. 非线性系统没有(有用的)函数变换

虽然,函数变换具有十分特殊的作用,但是首先要明白,这对线性系统才有用。对电源来说,这意味着函数变换的处理方式是针对小信号情况下的(有关小信号的准确定义我们将在后续内容中介绍)。如果系统中的某一部分环节和参数之间存在非线性关系,那么函数变换将会出现问题。参数变化时系统的工作点也随着变化,函数变换仅仅给出某一特定工作点的系统特性,和新的工作点通常没有任何关系。

实例

把太阳能电池的光伏阵列作为变换器的输入。输入电压和电流之间是一种对数关系:$I = ae^{bV}$。如果你对这个系统进行函数变换,那么结果只能告诉你电池在某一个输入电压点是如何工作的。而不能告诉你其他工作点会出现什么情况!这种情况下,传递函数不会给出什么有用的信息。(但是,你可能会这样想:能不能找到这样一种函数,既和频率有关系,又和工作点有关系?)

从非线性系统中获取有用信息的方法是进行时间上的平均。这样就可以用平均的方法来处理非线性系统——这就是电源分析设计中的'状态-空间平均法'所做的工作。(本书中,我们不讨论状态-空间平均法。)但是,对真正的非线性系统,如刚才的太阳能电池光伏阵列,函数变换的方法是没有什么用处的。

第三节　基本的控制理论

请记住:闭环系统的传递函数是 $H/(1+GH)$,对大多数系统来说,特别是电源系统,H 是给定的,是被控对象。(在我们电源的例子中,H 就是变换器的功率回路。)

控制理论的目标是选择合适的反馈 G,使传递函数总为有限值。

传递函数只有当分母为零时才为无穷大,这种情况只有在 $HG=-1$ 的时候才会出现。因此,如果我们能够通过测量得到 $H(s)$,那么只要些选择 $G(s)$ 使得当 HG 得幅值 $|HG|=1(=0\text{dB})$ 时,相位不是 180°(即 -1)。这个相位和 180°之间的差值就是相位裕度。

1. 波特图

工程师们通常不对传递函数直接进行复数运算,而采用另一种更加容易的方法来处理:对实部和虚部或者幅值和相位分开独立处理。有几种方法可以这样处理,但是最常用得方法就是使用波特图(Bode Plot)。(怎么读这个名宇有争议,是boh-dee还是boh-day?目前前一种读法更为普遍。)

波特图由两个图组成:一个是传递函数幅值(以 dB 表示)与对数频率之间的关系。另一个是角度相位与对数频率之间的关系。因为幅频特性图中,两个坐标都是用对数表示的,单极点(如电容阻抗,在零频率处的为无穷大),或者单一零点(如电感阻抗,在零频率处的为零)的传递函数其波特图是一条直线。

图 6－10 示出了 1μF 电容阻抗的波特图。可以这样来确认：1μF 电容的阻抗其相位是一条 90°的水平线，这和电容是对应的；电容阻抗的幅值可以这样来确定：例如 10Hz 时的幅值是 84dBΩ＝15.9kΩ，这就是 1μF 电容在 10Hz 频率处的阻抗值（$10^{84/20}$＝15900Ω，1/(2π×10Hz×15900Ω)＝10^{-6}F）。

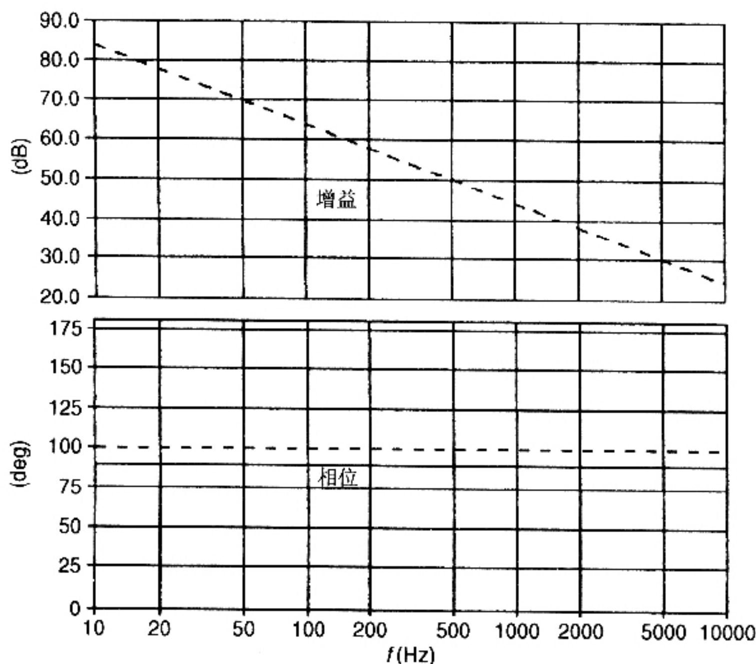


图 6－10 1μF 电容的阻抗

图 6－11 为 1kΩ 电阻与电容串联网络的波特图，可以用来表示电容及其 ESR。当然。1kΩ 电阻要远远大于大多数电容的真正 ESR。可以看到，随着频率的增加，幅值趋向于 60dBΩ＝1000Ω，相位趋于 180°，在低频段，RC 测量网络特性上接近一个电容；随着频率的增加，当超过 $1/(2\pi RC)$时，串联网络特性像一个电阻。因为高频的时候，电容的阻抗为零。

注意：高频段的相位是 180°，而不是 0°，因为在复数平面上选择 180°对应于乘以－1（从实数 1 的位置开始，按逆时针方向旋转半周），这并不影响实部和虚部的组合。确实，很多用于绘制波特图的老式机器经常把 180°搞混淆了，因此你可能看到过那种老式机器绘制的波特图。

2. 稳定的要求

前面介绍的乘积 $H(s)\times G(s)$系统的稳定要求在波特图上可以表示为：

当增益 gain＝－1(＝0dB)时，相位必须是正。

再重复一遍，0dB 增益所对应的相位称为相位裕度。换句话说，反馈闭环设计的目标

就是要保证系统有一定的相位裕度。

图 6－12 给出了一个不稳定环路的波特图。可以看到，频率为 10kHz 时环路增益为 0dB，但是在这个频率点，相位已经是 －30°，因此这个环路会出现振荡，如图 6－13 所示。

在稳定环路中(如图 6－14 所示)，可以看到 10kHz 频率处增益为 0dB，而该处对应的相位是 ＋30°，因此，环路对振荡有阻尼作用。如图 6－15 所示，波特图所显示的在技术上称为“渐进稳定”(见后文)。

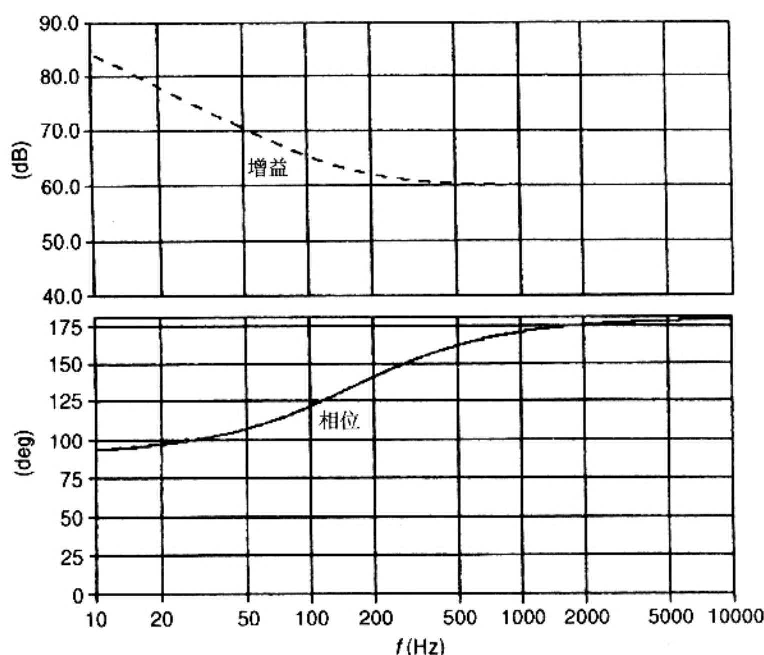


图 6－11　1kΩ 电阻与 1μF 电容串联的阻抗

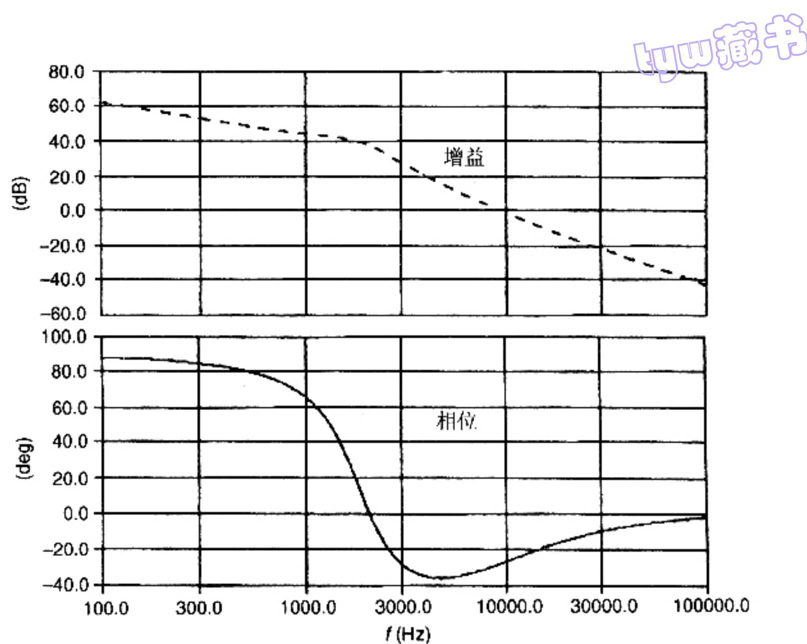


图 6－12 不稳定环路的波特图

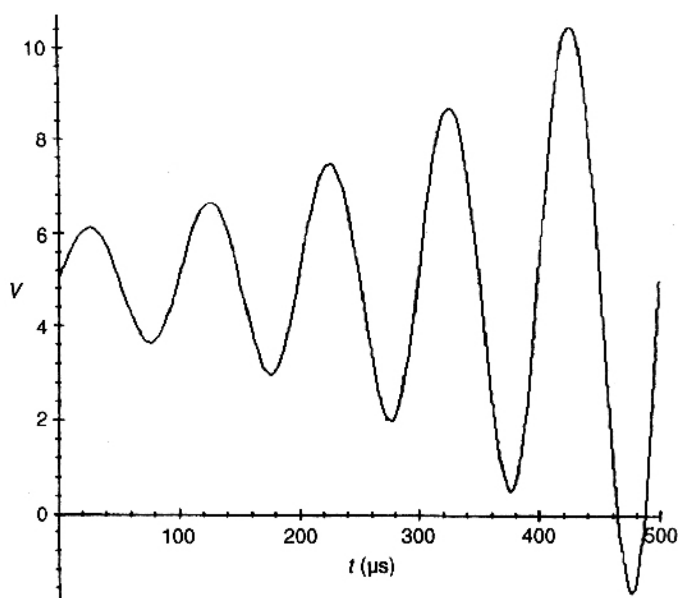


图 6－13 不稳定环路对扰动的响应

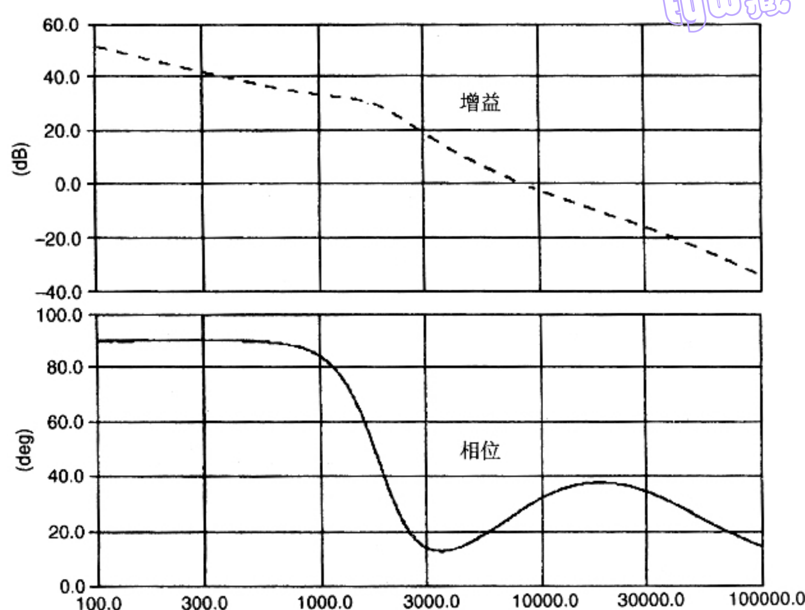


图 6－14　稳定环路的波特图

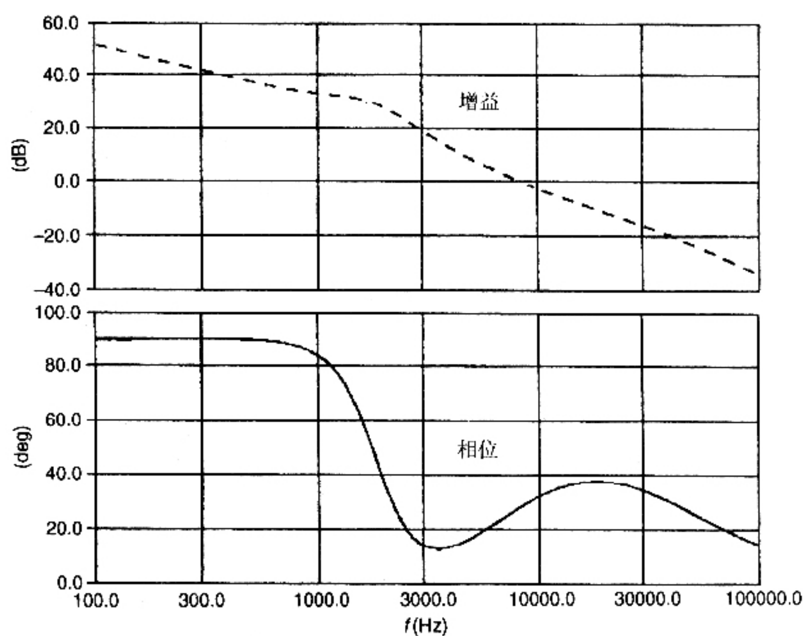


图 6－15　稳定环路对扰动的响应

3. 需要多少相位裕度系统才能稳定

或许你曾经听到过这样的讨论：需要多少相位裕度系统才能稳定，还经常能够看到有关对相位裕度要求：最小要 30°，最小 45°，一般是 45°，偶尔 60°等等，这些都非常普遍。

要理解这些分歧，首先要搞清楚相位裕度的有两个不同(且相互独立)的作用：一是可以阻尼变换器在阶跃负载变化时出现的动态过程；另一个作用是当元件参数发生变化时，仍然可以保证系统稳定(也就是说元件参数有误差，并且工作中的温升也会使元件参数发生变化)。

在作者看来，第一种说法不确切！因为在负载阶跃变化时，电源不可避免要进入"大信号稳定"的范围，而相位裕度只能用来保证"小信号稳定"。(下文将详细介绍。)当然，不要取只有像 5°这么小的相位裕度，因为这会导致动态过程需要经过很长的时间才能重新稳定下来。但是这么小的相位裕度也是不现实的，因为相位裕度的第二个作用也要求这个裕度应该足够大。

所以，相位裕度的唯一真正作用是：在一定的范围内，包括元件参数误差、负载变化、温升，保证环路仍然稳定。鉴于这些原因，作者推荐下面的设计方法。

实用提示：在室温和标称输入、平常负载条件下，环路的相位裕度通常取 45°。在各种参数变化和误差情况下，这个裕度足以确保系统稳定。如果负载变化或者输入电压变化范围非常大，你需要考虑在所有负载和输入电压下环路的相位裕度不小于 30°。

4. 增益裕度

有时候，在稳定性方面，你也会看到增益裕度的指标。增益裕度是和相位裕度相对应的一个指标。表示当相位为零时增益的大小(实际上应该是衰减)。增益裕度重要的应用场合是系统具有右半平面极点，如 boost 电路。(后文将介绍右半平面极点的内容。)这种情况下波特图中的幅频特性类似于 RC 网络的阻抗特性(如图 6－11)。这种波特图幅频特性随着频率的升高，曲线变得很平坦，但是相位却持续下降，虽然通过相位补偿可以得到足够的相位裕度，但是由于增益曲线很平坦，负载变化可能引起过零频率点的位置发生很大的变化，最终导致在 0dB 增益点没有留出相位裕度。通过留出具体的增益裕度(典型值如 12dB)，可以避免出现这种情况。作者建议，只有在设计反激式变换器的时候才去考虑增益裕度；设计其他变换器时，不要使用增益裕度。

5. 关于条件稳定

通常，闭环系统的相位和增益都将随着频率的升高而减小。(不考虑特意相位提升的情况，在本章稍后的小节中，我们将介绍这种反馈网络中提升相位的技术。)所以，一般系统中，当增益下降时，相位裕量通常是增加的。但是在条件稳定的系统中(也称之为"渐近稳定")，相位在下降之前会先出现上升的情况(如图 6－16)。所以如果由于某种原因引起增益下降，相位可能在 0dB 增益之前就已经降到 0°以下，在这个频率之前会出现振荡。即使系统仍然是"稳定的"、"有足够的相位裕度"。这种条件稳定的情况需要尽可能避免。

作为一个练习,大家可以考虑怎样才能避免出现这种问题。

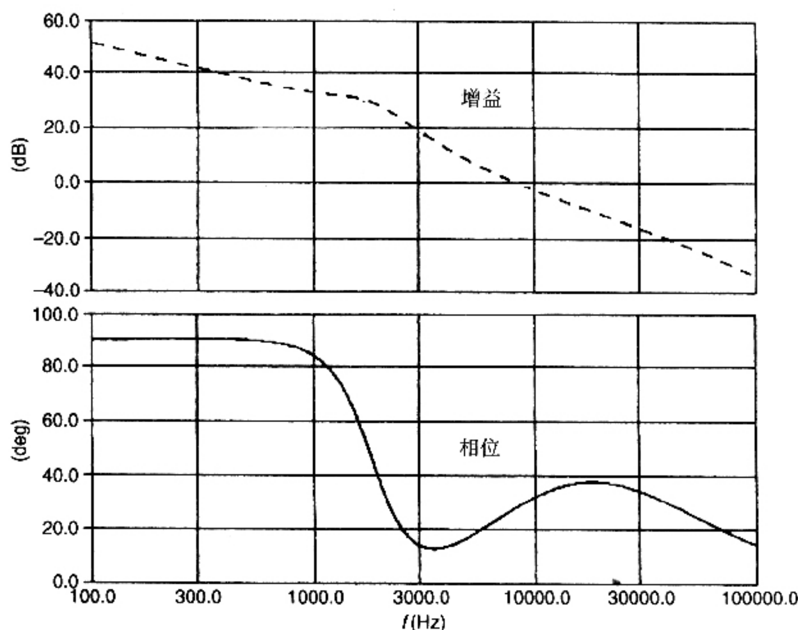


图 6－16　条件稳定环路的特性

6. 小信号和大信号稳定

波特图对应于小信号(理论上的小信号是无限小的)扰动时系统的响应;但是如果扰动很大,系统的响应可能不是由反馈的线性部分决定的,而可能是由非线性部分决定的,如运放的电压上升、下降速率,或者电路中可实现的最小、最大占空比等等。当这些因素影响系统响应时,原来的系统就会表现出非线性特性,而且传递函数的方法就不能继续使用了。因此,虽然小信号稳定是必须满足的,但还不足以保证稳定工作。

实用提示　如果可能,环路设计时应该避免工作于大信号场合。

在任何条件下,一个变换器的大信号频带宽度总是小于或等于小信号频带宽度,因为在变换器环路进入非线性工作区之前,响应特性是由小信号频带宽度决定的。处理大信号响应时,方法之一(过去已有尝试),是设置一个单独的大信号非线性环路;但是问题是需要确定哪个环路什么时候起作用,同时又要避免各环路之间的相互干扰。

实例

这是一个真实的例子,要求把 1.2V 的电源设计成具有很宽的带宽,而且测量显示闭环响应具有 45°的相位裕度。然而,当加上阶跃负载时,系统就开始振荡;原因在于电路中所用的运算放大器没有足够的增益带宽和电压上升速率,运放的跟踪速度很慢,输出电压

上升到正的最大值，然后马上下降，一直降到地电平；接着又再次上升。这个振荡问题最后通过替换管脚兼容的高增益带宽（和更高的电压上升速率）的运放得到了解决。

第四节　如何让电压型 buck 变换器稳定

有了这些基本知识以后，我们就可以开始反馈补偿的实际设计。作为一个示范性的实例，我们从一个非常简单的电压型 buck 变换器开始，进行采样检测和稳定性设计。这个例子中所用方法可以直接应用于其他变换器的稳定性设计。

首先，已知功率电路（如图 6－17），开关 MOSFET 受 PWM 方式控制导通和关断，开关频率为 250kHz，功率电路中有续流二极管、电感和输出电容；PWM 控制器包括误差放大器，如图 6－17 的框图所示，电感为 44μH（0A 电流时为一个直流电感——正如第 5 章我们设计的那样；电流 2A 时电感量下降到 35μH），输出电容为 220μF。对这台实验样机，作者向实验小组的人员详细讲授了关于如何进行环路补偿的方法。如果有兴趣，你也可以按照书中给出的电路和元件参数，同样可以再装配一台。

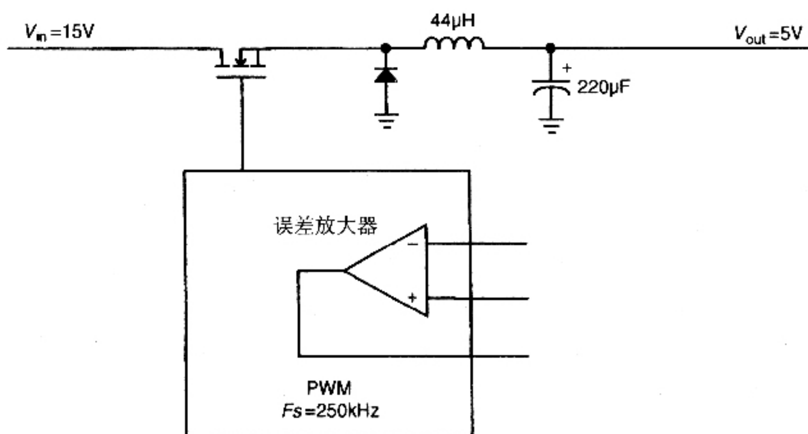


图 6－17　稳定设计例子中的 buck 变换器功率回路

我的所用的方案都从这个电路出发。首先需要测量系统的开环响应，开环测量不需要用到误差放大器，测量得到的数据就可以用来反馈补偿设计，并确保系统稳定。最后再测量系统的闭环响应，并核对是否正确，听起来好像很容易，其实做起来也的确不难。经过几次这样的设计练习，只需要一个上午的时间，就可以完成交换器稳定性处理的整个过程的工作。这样，为了稳定问题，你就不再需要浪费两个多星期的时间，在电路十来回多次尝试更换元件。

1. 如何测量开环响应

变换器的开环响应，就是功率回路的响应——也就是说，当占空比改变时，输出会随着发生什么变化。为了准确测量开环响应，要尽量让交换器工作于实际的参数下，如果变换器输出为 5V，我们当然不希望在 3V 或 13V 的输出条件下去测量开环响应。

所以，这一步的目的就是要找到直流工作点。然后在这个直流工作点的基础上迭加交流信号，如图 6－18 所示。

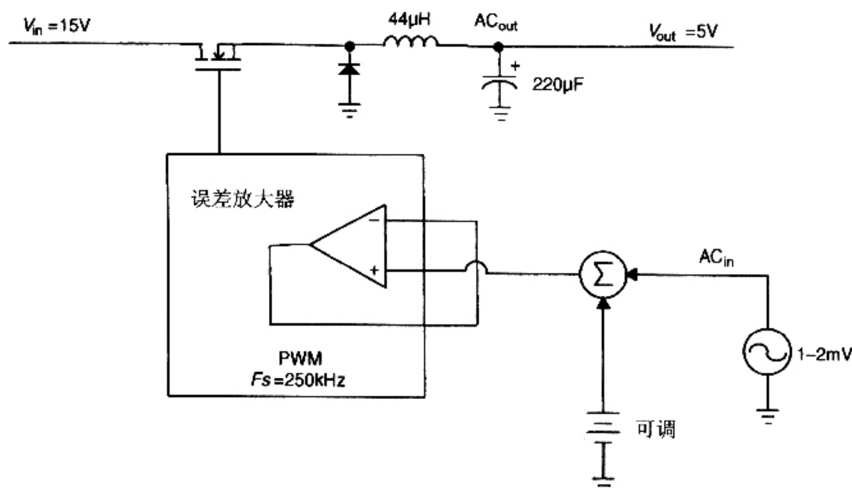


图 6－18　开环测量 :设置直流工作点，迭加交流信号

把PWM控制器中的误差放大器接成增益为 1 的跟随器。不要忘记在输入端接上信号！否则PWM控制器会发生异常的情况。

在测量之前，先把直流可调电压和扫频正弦波信号迭加起来（使用迭加器，下面将会介绍），扫频正弦波信号可以从网络分析仪接出。实验之前，先把直流可调电压调到零，然后再慢慢上升，直至变换器的输出电压上升到大约为 5V 左右。在调节直流可调电压之前，先要在输出端接好负载（最好接上最大负载）。这非常重要，因为开环工作时，负载变化会引起输出电压强烈的波动，并已有可能损坏输出电容。

实用提示 :有些PWM控制芯片具有补偿电压，所以在输出电压上升到设定值之前，占空比一直保持为零。

高增益的功率回路对百流可调电压非常敏感，采用普通的实验室直流电源，很难使输出电压调节到所需要的精确值，这时可以把输出电压调节到所需电压值 5% 范围以内的任何值。另一种办法是买一台或做台可以调节到毫伏级的精密电压源。但是要避免出现下面将要介绍的现象。

有了直流可调电源之后，我们就可以得到所需要的直流电压，最后测得开环传递系数为 AC_{out}/AC_{in}，对图 6－18 所示的工作点，用网络分析仪中的扫频正弦信号作为交流输入。（第 4 章有关仪器部分详细介绍了有关网络分析仪的使用方法。）

现在我们来仔细观察变换器（图 6－19）开环响应的实际测量情况。在甚低频处（10Hz 以下，该电路的测量结果很简单），电路增益为 11.8dB，相位为 0°，频率很低时我们希望的相位为 0°，因为随着 buck 变换器占空比的增加，输出电压也随之增加（传递函数 = Out/In）。

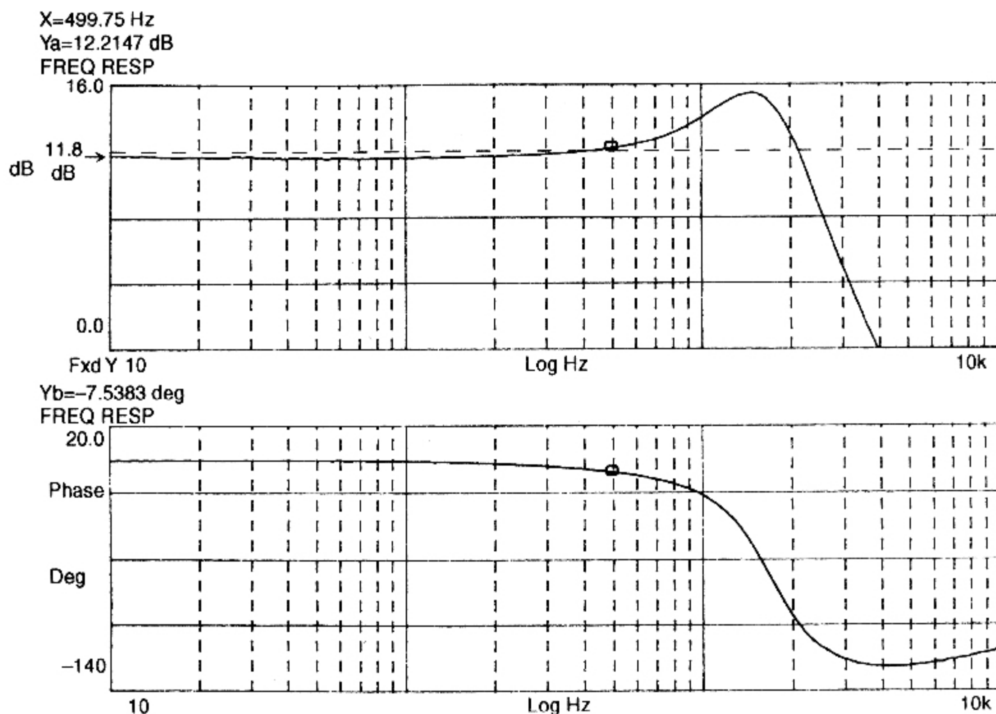


图 6－19 buck 变换器的开环测量结果

先考虑低频增益，假设直流（DC）控制电压增加 100mV，PWM 控制芯片（芯片 UC2825）的振荡器斜坡幅度为 $1.8V_{pp}$，所以 100mV 引起的占空比变化为 100mV/1.8V = 5.6%（注意 斜坡幅度直接影响变换器的增益）。PWM 有两个输出，我们只用到其中的一个输出。增加占空比会使一个输出电压升高，另一个为零（见 MOSFET），不论在什么情况下，MOSFET 的最大占空比为 50%，因此真正的占空比增加幅度仅仅为 2.8%。占空比增加时，由于 MOSFET 导通时间变长，加在电感上的平均电压也随着增加。也就是说，15V 输入电压被接通的时间变长了。输出电压增加 15V × 2.8% = 420mV。由于这是增加 100mV 控制电压引起的，所以低频增益为 420mV/100mV = 4.2 = 12.4dB，这和实际测量结果非常接近。（0.6dB 误差 = 7%，原因可能是由于 MOSFET 开通和关断需要占用一定的时间，这对我们

的环路测量并不重要，并且可以通过下面介绍的方法消除这种影响。）

继续观察实际测量结果，随着频率的增加，增益将会增大，而相位将会下降，这是由 LC 回路出现振荡引起的，可以用以下式于检验谐振频率。

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}=1618\text{Hz}$$

这和测量结果也是吻合的。

最后，我们来看高频区段，增益每频程下降 12dB。（即 4kHz 频率处的增益为 2kHz 频率处增益的四分之一，一个频程表示频率间距为 2），这电感电容（LC）的两个极点是对应的。由于输出电容上的 ESR，相频特性曲线的底部再一次上升。实际测量得到电容的 ESR 为 120mΩ，所以 RC 转折频率为

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{RC}}=6\text{kHz}$$

（由于存在这个零点，相位不会下降到 $-180°$。）如果测量频率继续上升，增益仅仅下降 6dB/频程，这对应于单一极点的情况，由于 ESR 的作用，电容在高频段表现为一个电阻特性，就像前几节的例于中 RC 串联回路情况一样。

2. 威纳波尔的 $K-$ 因子环路补偿法

完成开环测试以后，接下来就可以着手设计网络的补偿，使交换器闭环能够稳定工作。我们取闭环带宽为 500Hz，这个频率远低于输出回路的谐振频率。选取 500Hz 作为的闭环带宽是因为我们采用的是电压模式控制。虽然也可以选取带宽高于谐振频率，同样能够通过环路补偿使闭环稳定，但那样设计更适合于电流模式控制。（另外，要使电压模式控制的变换器稳定工作，可以取闭环带宽高于 RC 频率，因为这时相位才到 $-90°$，这里我们就不详细举例了。）

我们这里介绍的方法，首先是由威纳波尔提出，首先计算出误差放大器所需要提供的相位裕度（相位提升），接下来根据计算结果，在三种补偿形式的电路中选择其中的一种作为补偿网络。实际元件的选择可以遵循以下规则，即让频带宽度范围内的零点和极点对称分布：零点可以使带宽以内的柏位上升，而极点可以使带宽内的增益下降。补偿网络误差放大器的种类如图 6－20，图 6－21 和图 6－22 所示。

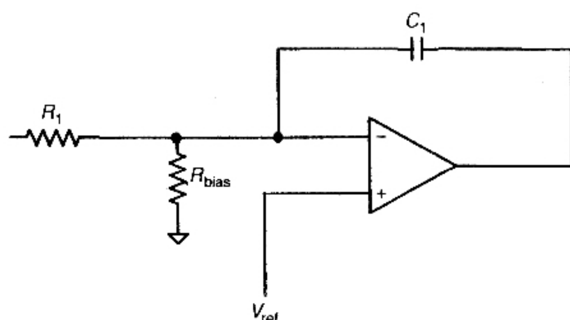


图 6－20　放大器种类Ⅰ

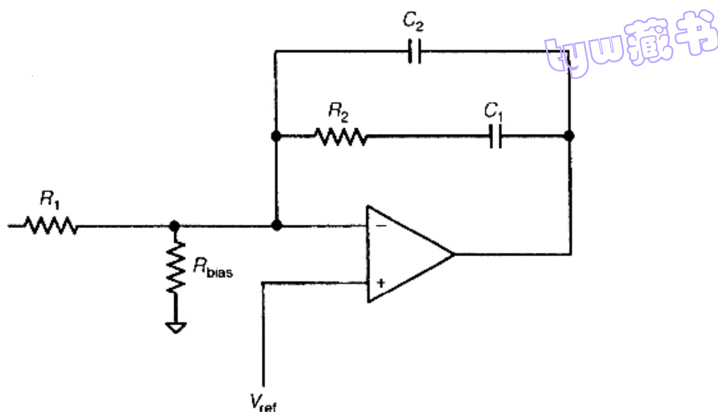


图 6-21　放大器种类Ⅱ

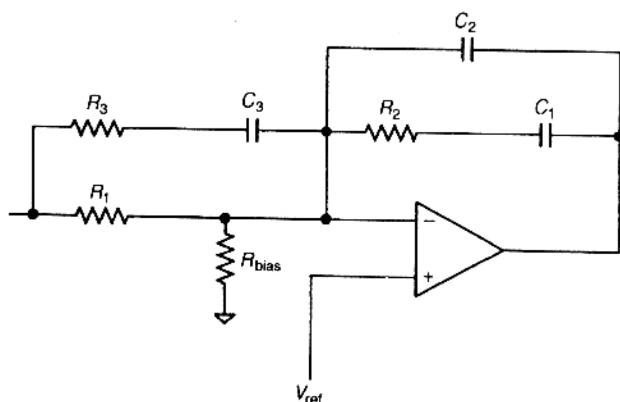


图 6-22　放大器种类Ⅲ

在 buck 变换器开环增益的实际测量中，因为网络分析仪的频率带宽设为 500Hz，(设计环路补偿时，这是很方便的。)这时的开环增益为 12dB，相位为 -7°。

至此，我们介绍的方法已经完成了两步，即已经完成了测量和选择了穿越频率(带宽的另一个名称)。第 3 步是选择相位裕度 根据我们以前的介绍，可以取 45°。

第 4 步，计算误差放大器所对应的增益。开环增益为 12dB，现在以 12dB 为起点，让增益随着频率的升高而下降，在 500Hz 的频率点使增益下降为 0dB。所以，500Hz 频率处误差放大器的增益为 G = -12dB = 0.25。设计这一步的时候要小心，增益的单位需要进行换算，不要再继续使用 dB 了。

作为设计第 5 步的准备工作，先要计算补偿网络的相位需要提升多少度。

$$\text{boost(提升相位)} = M - P - 90$$

式中，M 是刚才介绍的相位裕度，P 是已经测量好的开环回路的相移。在我们的例子里，需要提升的相位为 45 - (- 7) - 90 = -38°。因为已经小于 0°，所以不再需要额外提

升了。可以选用第Ⅰ类放大器(见下面的介绍)。

最后一步是初选 R_1,本例中输出电压为 5V,而PWM控制芯片(UC2825)的基准电压为5V,所以 R_{bias} 就不需要了。R_1 可以取 10kΩ。如果输出电压比较高(或基准电压低于 5V),就需要用 R_{bias} 进行分压。但 R_{bias} 对误差放大器的增益和相位没有影响,R_1 可以不用改变,那么输出电压就可以通过 R_{bias} 来调整,而不影响误差放大器的补偿网络!(注意,调节输出电压 V_{out} 会影响开环增益,可能会影响环路稳定,这就是为什么开环测量要在实际工作点进行的原因)。至此,buck 变换器补偿只剩下 C_1 的计算了。对第Ⅰ类放大器,可以用以下式子进行计算:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi fGR_1}$$

(第Ⅰ类放大器)

在这个例子中,$C_1 = 1/(2\pi \times 500\text{Hz} \times 0.25 \times 10\text{k}\Omega) = 127\text{nF}$,不要用多个电容并联的办法来拼凑这个数值,可以在这个数值的附近取一个电容的标准值,如 120nF 就可以了——因为已经有了一定的相位裕度,不用担心元件误差。在实验室里,标称 120nF 的电容,测量发现实际容量为 135nF(我们选用 CKR06 型的电容,允许误差为 20%。一般情况下,反馈回路中最好选用误差为 10%的 NPO 或 COG 类型的电容)。

下一步为 buck 变换器性能的校验。在开始校验工作之的,先考虑其他类型的误差放大器。如果需要提升的相位小于 0°,我们的例子也是这种情况,可以用第Ⅰ类误差放大器。如果需要的提升相位大于 0°,那么就需要用另外类型的误差放大器。理论上第Ⅱ类放大器可以提升 90°的相位;实际工作中,由于元件参数可能的偏差,可以想办法做到提升75°的相位。如果需要提升的相位大于 75°但小于 160°,那就要选用第Ⅲ种类型的放大器。如果需要提升的相位大于 160°,那可能测量上出了错误。

实用提示:第Ⅱ类放大器的相位提升不要超过 75°,第Ⅲ类不要超过 160°。

其他两种放大器的设计方程可参考如下:

$$K = \tan\left(\frac{\text{boost}}{2} + 45\right)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi fGKR_1}$$

$$C_1 = C_2(K^2 - 1)$$

$$R_2 = \frac{K}{2\pi fC_1}$$

(第Ⅱ类放大器)

$$K = \left[\tan\left(\frac{\text{boost}}{2} + 45\right)\right]^2$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi fGR_1}$$

$$C_1 = C_2(K-1)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{K}}{2\pi f C_1}$$

$$R_3 = \frac{R}{K-1}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f\sqrt{K}R_3}$$

（第Ⅲ类放大器）

注意，这些方程中相位的单位是度，不是弧度！

3．实际需要考虑的问题

用第Ⅱ类误差放大器补偿网络的时候可能需要较多的时间。如果需要采用第Ⅲ类补偿网络，功率回路肯定有特殊的地方——否则，测量和计算上会出现错误。这里介绍一些计算方法，可以省去后续工作中的很多麻烦。

正如前面所说的那样，任何情况下，都不需要提升160°以上的相位，如果出现了这种情况，肯定是什么地方出错了。

如果计算出来的数值非常大（如10MΩ）或非常小（如7pF），那会怎么样？

实用提示 避免使用大于1MΩ的电阻，或者小于22pF的电容。分布参数将会使环路补偿变得很不准确。如果计算得到的数值超出这个范围，最好是选用其他阻值，如用1kΩ代替10kΩ，然后再重新设计。

最后要说明的是，如果计算出来的数值如果是900pF，真的需要用电容并联来拼凑这个数值吗？

实用提示 选好某一类型的误差放大器以后，只要提升的相位个处于该类放大器能够实现的最小相位或最大相位附近，那么就可以在计算得到的电容值附近选一个标准值，会有很好的补偿效果。对于上面提出的问题，如果需要提升的相位为60°，那么用1nF的电容代替900pF，完全可以满足要求。如果第Ⅱ类误差放大器补偿以后提升的相位刚好是80°，最好改用第Ⅲ类放大器来补偿。

4．其他方面的评价

需要说明的是，对一个具体的变换器，都存在一个实际的最大带宽。当然，当超过输出滤波回路的谐振频率时，电压型变换器就会不稳定，除非超过输出电容的ESR零点频率 如果带宽接近开关频率，那么任何一般的变换器都无法补偿。除了这些限制，即使是电流型变换器，也存在一些局限性。这些限制是由实际电路得到可靠补偿值所决定的。如果需要的带宽为100kHz或更高，那么不仅仅开关频率要选得很高，而且，另外一些综合

性的、混合性的电路将左右分布参数。常用的做法是，和低带频的变换器相比，高带宽的变换器需要留出非常大的相位裕度。因为分布参数会导致所用参数在更大的范围内变化。

对于Venable法最后要说明的一点是，对第Ⅰ类、Ⅱ类放大器，对称分布零极点就可以得到唯一的电路形式（补偿网络中电阻、电容的取值）。但是对于第Ⅲ类放大器，就不能得补偿网络的唯一电路形式。为了解决这个问题，可以把第Ⅲ类放大器的零极点位置进行调整。

5. 如何测量闭环响应

完成上述工作以后，可得到如图6-23所示的电路，除了增加了补偿网络以外，电路中还增加了一个加法器（图中带有∑符号的圆环表示加法器），表示迭加注入扫频正弦信号，该校正点可以测量变换器的闭环响应，AC_{out}/AC_{in}。注意，这是一个闭环测量方案，因此输出电压可以自动控制在5V，不再需要外加的直流电源了。

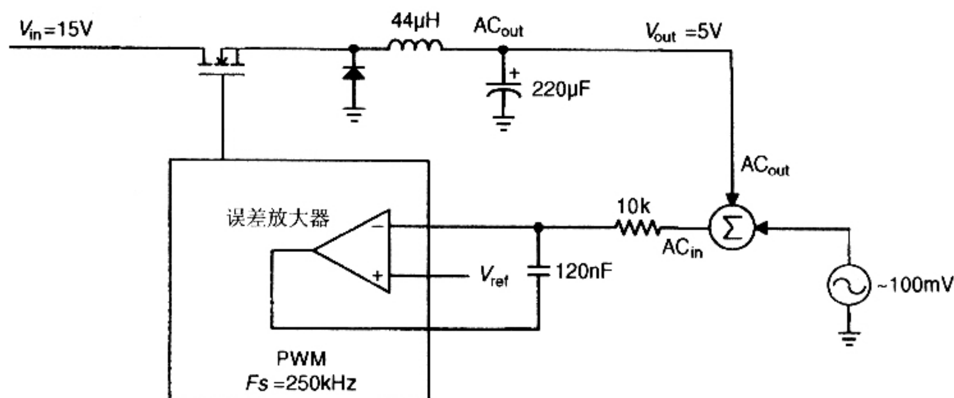


图6-23　带有补偿的环路，用于测量变换器的闭环响应

需要说明的是（观察敏锐的读者可能已经注意到），这里测量的不是电源的传递函数V_{out}/V_{in}，而是环路内部的一些变量。我们已重新画于6-24中，并把有关的变量在图中标出。

我们先对标有GH(In－V)的点进行测量，然后除以标有V'的测量值。值得注意的是，网络分析仪测量的是交流信号，扫频经过的每个点，需要用以每个频率点为中心的带通滤波器进行滤波，所以在做除法之前，($GH\times$ In)一项就可以被滤掉。因为这是一个常数（直流分量）。所以分析仪得到的结果是$-GHV'/V'=-GH$。这样，原来的设计规则：$GH\neq-1$，就可以用新的规则来代替，即：网络分析仪的测量结果不能等于1，也就是说我们要避免增益=0dB和相位=0°同时出现。

6. 测量 变压器法

在刚才介绍的方法里，环路测量用到了加法器（图中用∑表示）。这一节和下一节，我

们将介绍两种普遍采用的方法来代替加法器，并介绍它们的实际用法。首先介绍变压器法。

和你想像的一样，变压器法（图 6－25）是通过变压器把交流信号送入环路。图中与变压器副边并联的 50Ω 电阻并不一定需要。但是这个电阻可以带来两个方便的作用：变压器副边两个端于可以固定在这个电阻的两端，而不需要破坏 PCB 原来的连线。另外，50Ω 的阻值远小于 10kΩ，因此不会对输出造成大的影响。

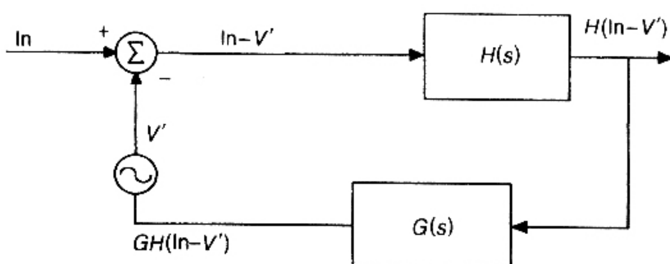


图 6－24 闭环测量实际上就是测量 *GH*

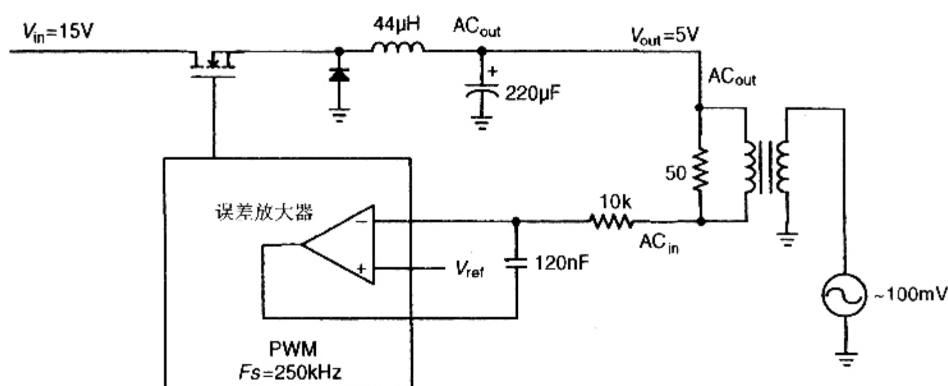


图 6－25 用变压器法测量闭环响应

变压器法有一定的普遍炒，可以把性能设计得很好。当然，变压器还可以便网络分析仪与被测量功率电路隔离开来，这一点对高输出电压的变换器很重要。

另一方面，对变压器需要精心设计，以保证具有很宽的带宽，可以在很低频率（不能够饱和）和很高频率（分布电容会使信号被短路）的范围内很好地工作。

7．测量：信号迭加

第二种方法，也是作者推荐使用的，就是采用迭加的方法，由运算放大器组成的加法器实现（见图 6－26）。

迭加器（不同于变压器），可以在任意低的频率条件下工作，而且如果选用好的运放，还能够工作于非常高的频率。

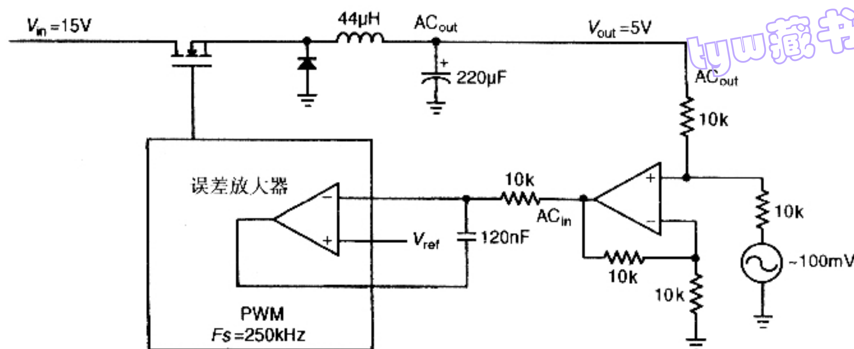


图 6－26　用迭加法测量变换器的闭环增益

实用提示 :在使用迭加器之前,首先要测量它的响应,特别是和网络分析仪一起使用时的相位。有些高增益运算放大器的相移很大,有些则很小。这些相移的大小通常无法根据数据手册来判断。不要忘记给运放的电源接上 100nF 的退耦电容。如果测量时频率很高,所有元件都要采用表面贴装的类型,同时输入、输出端使用 BNC 连接器。

迭加器也有缺点,主要可以概括如下 :(1)为了在环路中插入迭加器,PCB 上元件之间原来的连线(PCB 走线)需要被切断。(2)如果环路的输出电压比运放的电压高,那就不能使用迭加器 ;另外,放置迭加器的唯一要求是电路具有低的输入阻抗,输出端接于高阻抗端点。所以在任何位置,只要是低阻抗的,都可以插入迭加器——甚至在分压网络的地方也可以,这种分压网络在高输出电压场合是十分普遍的。

8. 变换器的闭环

在实验室里,我们对一个实际的 buck 变换器的响应运用迭加法进行了测量(见图 6－27)。该电源系统的设计目标是穿越频率 500Hz,即希望 500Hz 的时候增益为 0dB 相位裕度为 90°－7°＝83°。实际测量结果是 :－1.8dB、83°。1.8dB(＝23%)的误差一部分是由 7%电容元件误差(实际电容值为 135nF,标称值为 127nF)引起的。开环测量时,电容误差使输出电压出现一定的偏差。下面我们将介绍如何避免这种误差,虽然误差并不太大。

首先,仔细检查根据测量结果所绘制的波特图。在低频段,随着频率的减低,增益逐渐增大,这是因为有一个极点位于坐标原点(反馈回路中有电容)。在频率很低的区域(图中没有画出),存在一个增益的最大值点,该点山误差放大器的开环增益决定。坐标原点的极点是合理的,也是变换器闭环的标准形式,意味着直流输出电压的误差非常小(相对于参考电压) 我们所给出的三种类型的误差放大器补偿电路都有一个极点位于原点。例如,频率很低的时候,误差放大器增益最大值为 80dB,而 80dB＝10000,这和参考电压与输出电压之比为 1∶10000 即 0.01%是相吻合的。这个精度可以说是很高的,输出电压的误差几乎全部是由参考信号误差引起的。

在高于谐振频率的区段，相位快速下降，但是仍然有 12dB 的增益裕度。这样的计算结果和实际测量结果吻合得很好。

实用提示 闭环测量的时候，四个转折点要准确：输入电压的最小、最大值点，输出最轻、最重负载点。如果这四个点的参数变了，开环特性也随着改变，闭环响应也要随着改变。这四种条件下系统都要保证能够稳定。

9. 不要用错误的方法测量环路

很自然，很多有关环路测量的方法是错误的。几年以前，作者曾经碰到过只少四种不正确的测量方法。简单地归纳如下：

(1)不在交流信号源端测量输入信号，而在迭加器的输出端测量——这样测量是错误的。这种测量方法没有把反馈回路考虑在内。好像是在测量 $H(s)[G(s)-1]$，而不是 $H(s)G(s)$。

(2)没有在参考电压端注入交流信号，而把交流信号注入环路内部。(这样做的话，怎么测量环路响应？)

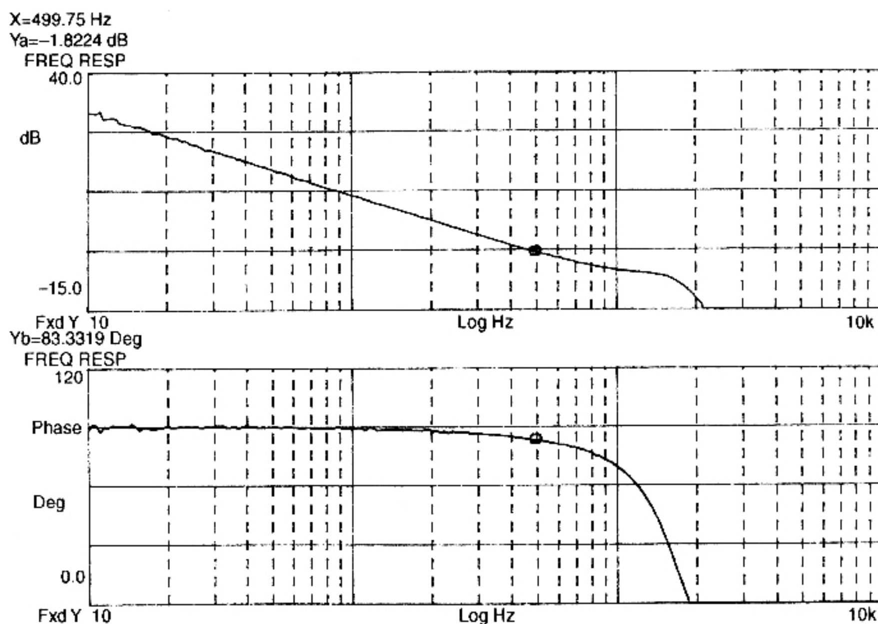


图 6-27 迭加法测量 buck 变换器的闭环响应

(3)不要把"输入""输出"探头放在同一个位置。(因为变压器绕组仅仅是一段导线，对吗？)

（4）绝对不能把网络分析仪的输出直接接入环路，应该经过放大器放大或变压器隔离。虽然对 5V 输出的变换器这样连接不会出现什么问题。但是，一般情况下，这样直接连接很容易损坏仪器。

10. 测量开环的更好方法

在我们所介绍的 buck 变换器中，开环测量会遇到一些困难，原因主要是测量仪器和要求的精度。现在的问题是如果控制芯片里的误差放大器同相端没有引出脚（例如很多 8 脚的 PWM 芯片），测量开环特性会成为一个很大的问题，因为没有直接的方法可以测得误差放大器的单位增益。所幸的是，我们找到了一种更好的方法。作者几年以前曾给出过这种建议。现在我把这种方法全部公开给大家，这种方法有很多优越性。

在低频段，功率级的增益是固定的，并且相移为 0° 如果你施加一定的占空比，输出端就可以得到一个电压，增大占空比，输出电压也会随之升高。这意味着在足够低带宽情况下，变换器总能保持稳定。具体来说可以选用第Ⅰ类放大器。从这个思路出发，要确定开环响应，一个更好的方法是在闭环电路的补偿回路中使用一个大电容，先进行闭环测量，然后再减去大电容的影响。与平时使用的方法一样，用于实际电路的补偿网络可以推算出来。

我们用一个具体的实际例子来说明这种方法。buck 变换器的反馈回路中用 1μF 的电容进行补偿，我们对这个变换器及其补偿回路进行了测量，以确定开环特性（见图 6－28）。

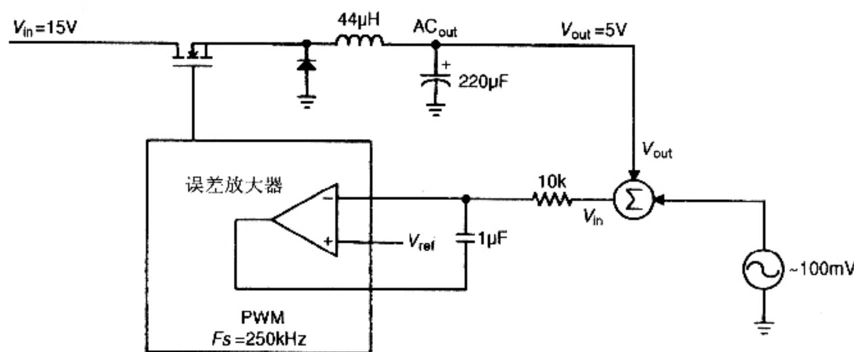


图 6－28　测量变换器开环特性的最好方法是在低频段进行补偿

图 6－29 示出了测量得到的响应特性。频带宽度大概为 50Hz——我们的关心不是这个带宽。闭环测量仅仅是为了得到开环特性的一种手段。在 500Hz 的频率点，我们测量得到的增益为－19.4dB，相位裕度为 83°。这就是说要选用比 1μF 更小的电容：－17.4dB＝0.107，即 107nF。选用 107nF 的电容，仍然可以有 83°的相位裕度。这里，我们选用第Ⅰ类误差放大器。用 107nF 代替实际要求的 135nF 会增大测量增益，135/107＝102.6＝2.0dB，增益的测量值（－1.8dB）和计算结果是相符合的，满足误差小于 0.2dB 的要求。至

此，我们可以看到这种方法能够得到很好的结果。

实用提示 有的时候，功率回路的增益是很低的，环路在高频段补偿时，用这种方法测得的增益值和该频段的噪声相比，可能会很小（如 – 60dB）。这时，需要把 1μF 电容减小到 100nF，这样可以增加 20dB 的增益。

如果用这种方法得到的相位裕度太小，例如只有 20°，那么我们可以选用第 II 类补偿。在 500Hz 处相计可以提升 25°（因为 20° + 25° = 45°），增益为 – 19.4dB。这样，在 500Hz 的穿越频率点，仍然可以有 45°的相位裕度。用这种方法进行补偿就变得很容易。你可以让你的老板大吃一惊 这么快就完成了变换器的稳定补偿设计！

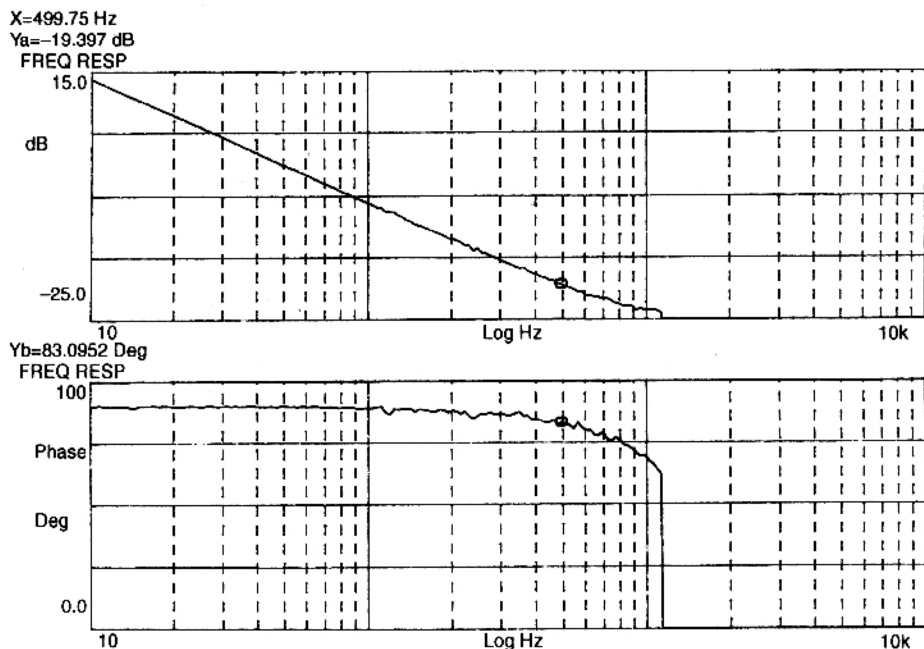


图 6 – 29　带有初始低频补偿的开环特性测量结果

11. 误差放大器同相端没有引出脚时的处理方法

电源中普遍采用 8 脚的 PWM 芯片，通常这些 PWM 芯片的误差放大器没有给出同相端的引出脚，在芯片内部已经把同相端连接于参考电压端。

正如前面所说的那样，这时很难安排测量开环增益的接线方法，没有什么方便的方法可以得到误差放大器的单位增益。但是可以采用刚才介绍过的闭环测量的方法来测量，而且没有同相引出端也没有什么影响。图 6 – 30 显示出了测量采用这种 PWM 控制变换器的开环特性的电路。

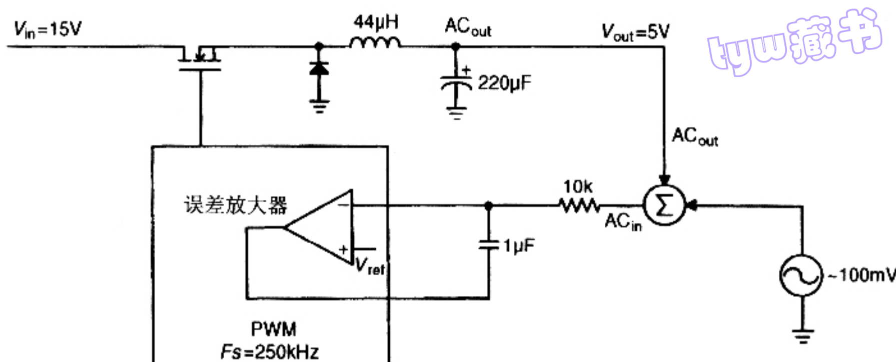


图 6－30　用低频补偿的方法测量变换器开环特性,其中误差放大器没有同相端引出脚

第五节　电流模式控制

1. 原理

电流模式控制和电压模式控制的区别在于电流模式控制有两个控制环,一个用于控制电感电流,另一个用于控制电容(输出)电压。

控制理论上可以证明:电流模式控制其实和电压模式控制是等价的,本书不进行具体推导。但是请注意,电流模式控制的变换器在高频响应方面有些微妙的地方,直到最近几年,这些特性才由Ray Ridley推导出来。

从实用的目的来说,用第二个环路,即内环(见图 6－31)的目的是为了控制电感电流,使电感影响不出现在功率回路的传递函数中。这是因为功率回路的传递函数已经包含了电流闭环回路在内,因此电感的作用完全被环路包括在内而不会出现在响应特性中。这样就不必担心输出 LC 谐振回路,在高频段,就只有一个极点(输出电容),相移是－90°而不是－180°。由于这些原因,电流模式控制要比电压模式控制更加容易,而且也使得电流模式控制的带宽可以更宽。

2. 电流模式控制的局限性

一般地,电流模式控制用电阻(或者用电流变压器)来检测电流,并把电流信号反馈到PWM 芯片。但是,当负载电流减小的时候,检测到的电流自然也随着减小。如果负载非常轻,电流信号小到可以忽略,系统中电流环就不起作用。

轻载时,电流模式控制就变成了电压模式控制。

所以,即使交换器在重载时有很宽的带宽,但在轻载时仍然需要仔细检查一下这个额外的极点(电感引起的)是否会使带宽变窄?并且是否会引起不稳定?为了消除这个影响,功率回路的开环增益要在轻载下测量,而不要在重载下去测量。

实用提示 对一个实际的电源来说，如果负载的变化范围大于 10∶1，不要选用电流模式控制。

3. 斜坡补偿

当电流模式控制变换器的占空比超过 50% 的时候，变换器会在开关频率的次谐波频率点出现振荡，准确地说是在一半开关频率的地方，除非采取斜坡补偿措施。引起这个问题的原因可以这样来解释：在电流模式控制下，当电流达到一定大小时(由误差放大器输出设定)开关关断。如果占空比超过 50%，电感电流的上升时间就大于整个周期的 50%，那么电流下降时间就小于一个周期的 50%。在较短的时间内，电流还没有来得及回到静态初始值，下一个周期接着又开始了。下一个周期的初始电流变大了。在接下来的这个周期里，电感电流很快就上升到参考点，使导通时间变短，占空比变得更窄：和上一个周期相比，这个周期的占空比减小到 50% 以内。但是这样又导致关断时间太长，下一个周期电流的初始值太小，又使得占空比再一次超过 50%。如此循环，电流以间隔一个周期过大和过小的方式出现振荡。相关内容详尽介绍了次谐波振荡的工作情况。

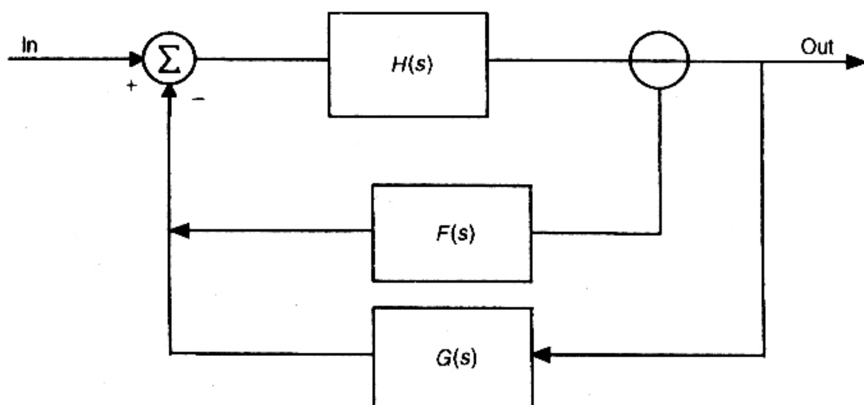


图 6－31　电流模式变换器的控制框图

针对这个问题，斜坡补偿基本上是在电流上迭加一个固定斜坡的信号。由于所迭加的斜坡是一个固定值，电流闭环的影响可以得到较好抑制。事实上，斜坡补偿的真正作用是使控制环更像电压模式控制。可以这样来理解：电压模式控制是用固定斜坡的锯齿波和误差放大器的输出进行比较，所以当迭加的斜坡越来越大的时候，变换器就越来越像电压模式控制，当斜坡补偿的幅度与电流信号幅度之比趋于无穷大时，就完全变成了电压模式控制。刚才的说法也同样可以得到解释：电源轻载时电流模式控制就变成了电压模式控制。

同样可以观察到，迭加了斜坡补偿以后，变换器工作介于电压模式(两个极点)和电流模式(一个极点)之间，这就意味着在环路测量和检查波特图斜率时，你会发现电流模式控

制的波特图介于一个极点和两个极点之间。当然这是有源电路，传递函数可能已经是非线性的。

有时，人们告诉我没有“次斜坡振荡这么一回事”。我不知道他们的理由是什么？但是只要安装一个电流模式控制的变换器，让占空比大于50%，并且不采取斜坡补偿措施，就可以看到次斜坡振荡，变换器在一半开关频率的地方出现振荡。

对电流模式控制变换器进行斜坡补偿并不复杂，只要在检测到的电流反馈信号的基础上迭加一个固定斜坡的信号就可以（如图6－32所示）。不需要进行详细的技术分析，只要采用斜坡补偿，就可以实现良好的电流模式控制或者能够抑制电源的音频干扰。但是真正的作用在于即使存在一定的元件参数误差和负载发生一定的变化，系统仍然能够稳定工作。

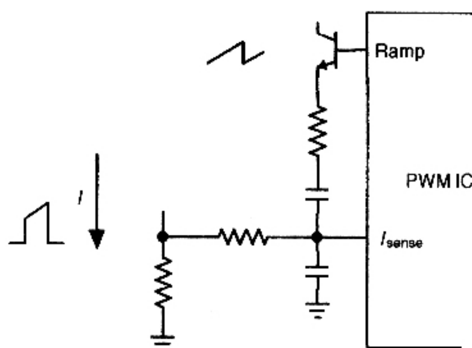


图6－32　电流模式控制变换器上增加斜坡补偿

实用提示 如果电流模式控制变换器的占空比要超过50%，就需要进行斜坡补偿。合适的补偿幅度可以这样来确定：变换器工作于最大负载电流时，迭加足够的补偿斜坡使系统能够稳定，并不出现次斜坡振荡。轻负载时，变换器能够自动稳定。

4. 如何补偿电流模式控制器

除了后面将要介绍的一种情况以外（见后文），电流模式变换器的控制器补偿方法和电压模式变换器一样。满载时让电流检测电阻上产生的电压到达芯片能够承受的最大值（通常为1V），然后就可以不用去管它了。如果占空比可能大于50%，不要忘记斜坡补偿，然后同电压模式控制器一样（10kΩ、1μF），测量开环（电压）回路，设计补偿回路，这样就可以顺利完成。不要忘记检测四个转折点。

5. 电流环能否测量

事实表明，前面介绍的方法对电压环测量是非常成功的，而且很容易实现。因此作者一直在想这种方法能否用于电流环的测量。

作为答案的第一部分，我们可以评估一下这样测量的合理性。一般来说，电流环总是

稳定的，只是在需要的时候才加上斜坡补偿，就可以有很大的相位裕度，除了众所周知的平均电流模式控制以外（下面一节将介绍平均电流模式控制）。因此，没有必要对电流环进行测量。实际工作中，只管使用电流环就可以了。

电流环的测量是很困难的。事实上，用网络分析仪不可能完成电流环的测量。让我们重新回忆一下通过比较器实现的 PWM 控制的工作原理：当斜坡信号（这里是电流信号加上斜坡补偿信号）等于误差放大器输出信号时，PWM 的输出逻辑发生改变。这种逻辑电平的工作方式，在理论方面不能用拉普拉斯变换来描述系统，而应该用 z 变换，或者通过模拟接近的方法来描述比较器的动态变化，近年来Ridley在这方面做了许多分析研究工作，其中涉及两个右半平面零点的问题。

实际工作中，由于数字逻辑部分的原因，普通的扫描正弦波分析仪不再适用，可以用一些比较复杂的、数字调制的仪器进行测量调试。但是，无论如何，这些工作只局限于大学里，公司的工程师们肯定不会采用。正如前文所说的那样，一般的变换器，电流环基本上都是稳定的。

6．平均电流模式控制

这本书的其他章节多次提到平均电流模式控制。这种控制方式主要用于离线武功率因素校正变换器，和一般的电流模式控制方法有所不同。

平均电流模式控制的思想是：不是用比较器去比较电流信号和误差放大器输出信号的大小，而是第二个放大器对电流信号和第一个误差放大器输出信号的差值进行放大。这样，当标准的电流模式控制电流环的带宽等于变换器开关频率时，平均电流模式控制的电流环带宽可以减小。在作者首先发明的平均电流模式控制中，电流误差放大器可以被任意补偿，可以达到所希望的带宽和相位裕度（补偿方法和电压误差发生器补偿相同）。目前广泛应用的电源系统中，在电网频率附近，电流环要经过很大的滤波器。对这种控制环路，可以用前面介绍过的闭环技术直接测量带宽和相位裕度。

系统稳定的一般要求是外环（电压环）的带宽比内环（电流环）小。当然，对一般的电流模式都有这个要求——这是基本常识，电流环的带宽可以等于开关频率。

第六节 无最小相位系统

有的时候，即使波特图是正确的，但是波特图本身显示的会没有意义。例如有这样一个波特图：低频时的相位为 $-180°$，然后穿过零度上升到一个最大值，然后又下降。

这种系统对应于传递函数存在右半平面的零点，属于无最小相位系统。我们回顾一下反激式变换器的工作原理，就很容易理解无最小相位系统的含义。

在图 6－33 给出的反激式变换器中，请考虑这样一个问题：当负载电流增加（负载电阻减小）时会出现什么情况？输出电压马上会下降！为了得到更多的功率，反馈环节会使晶体管的占空比增加，使交换器原边能够存储更多的能量。与此同时，虽然晶体管的导通

时间变长了，但是这个周期里，在开关关断之前的导通期间并没有把能量送给副边。这样会使输出电压进一步下降。如果环路设计的时候没有考虑如何处理这个问题，输出电压会进一步下降。也就是说会出现 180°的相移，这是右半平面零点的本质所在 增加占空比会使输出电压下降！

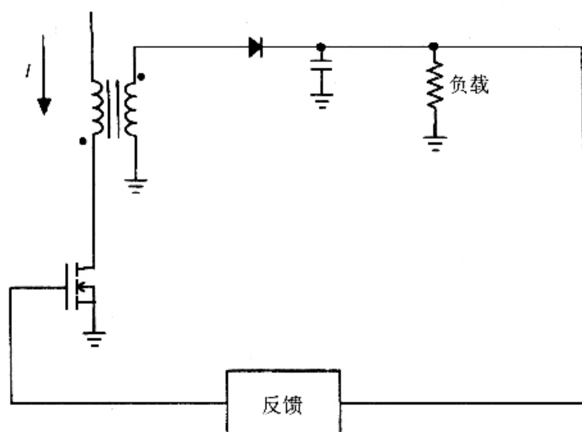


图 6－33　在反激式变换器中，用增加导通时间来响应输出电压的跌落，但是导通时间的延长又进一步导致输出电压的下降，这就是所谓的右半平面零点系统

不在忘记本章一开始时介绍的情况，当相位下降的时候，右半平面零点会使增益变得平坦，稳定很难得到保证。作为一个规则，设计变换器带宽的时候要保证右半平面零点的位置要远离带宽频率。但是要小心！零点会随着负载的变化而移动。所以要检查变换器的四个转折点，确保没有右半平面零点的问题。

奈奎斯特图

由于无最小相位系统的波特图不能够保证系统的稳定性。我们需要用其他信息来判别稳定性的问题，这就是亲奎斯特图。请记住波特图是由两个图组成，一个表示（以对数形式）传递函数的实部和虚部的平方之和，然后再开根号：

$$\text{幅值} = \sqrt{\text{Im}^2 + \text{Re}^2}$$

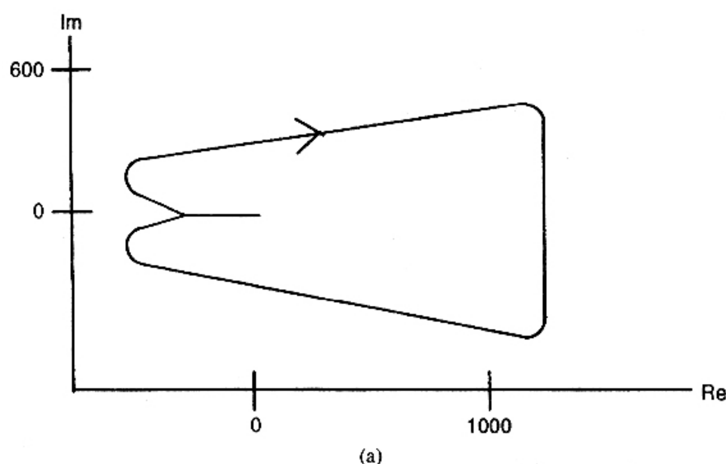
另一个图表示相位：

$$\text{相位} = \arctan\left(\frac{\text{Re}}{\text{Im}}\right)$$

两个都是频率的函数。和波特图不同，奈奎斯特图把虚部画在 y 轴，实部画在 x 轴，只有一个图（见图 6－34）。

奈奎斯特图很重要的一点是‘实部 = 1，虚部 = 0°。图 6－34a 给出了大标尺（每一格 200 单位）下整个奈奎斯特图。可以看到，该图沿着（－1，0）这一点顺时针转了一圈。但是，由于标尺太大，无法看到（－1，0）点周围的细节。现在把标尺缩小到每一格一个单位

(如图 6–34b 所示),这样我们可以看到原来大图里没有显示出来的细节:沿着(–1,0)这一点逆时针方向还有另外一个环。但是这对结果没有影响,因为另外的这个环没有包含(–1,0)这个点。围绕(–1,0)点的净圆环总数为零:顺时针圆环数十逆时针圆环数 = 1 + 1 = = 0。这就保证了系统的稳定。



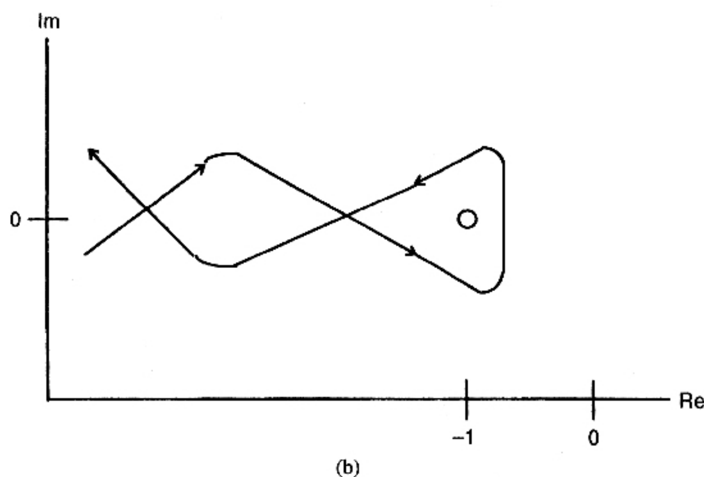


图 6–34
(a)稳定系统的奈奎斯特图;(b)沿着(–1,0)点周围闭合区域

如果围绕(–1,0)点的净圆环总数为零,那么奈奎斯特图代表的是一个稳定系统。

实际工作中,测量得到的亲奎斯特图不会像刚才例子中那样闭合起来,因为测量范围不可能到 0Hz 和无穷大频率。然而,在一个正常的频率范围内进行测量,比如 10Hz 到 100kHz,就可以确定系统是否稳定,因为低频段增益为常数,而高频段增益小于 1。在这一频段围绕(–1,0)点的情况都能够反映出来了,其实,看波特图就可以知道这个情况。

第七节　系统的稳定性控制

1. 输入和输出阻抗

作为实用反馈设计的最后一个话题，我们将简要地介绍变换器的阻抗以及阻抗和系统稳定的相互关系。这里的‘系统稳定’是指一组变换器串联连接时出现相互干扰的这一类稳定问题。在实际设计工作中，经常会遇到这样的问题：如在 5V 输出的变换器后面再连接另一个输出电压为 3.3V 的变换器作负载；或者离线武功率因素校正变换器产生 300V 直流电压，再用第二级变换器把电压变为 ±12V。这种情况下，稳定性问题变成了变换器的输入和输出阻抗是多少才能保证整个系统的稳定。

变换器的输入阻抗是用来反映输入电流变化时输入电压变化了多少。因此，它和变换器的传递函数有密切关系。图 6-35 给出了一般的测量方法。

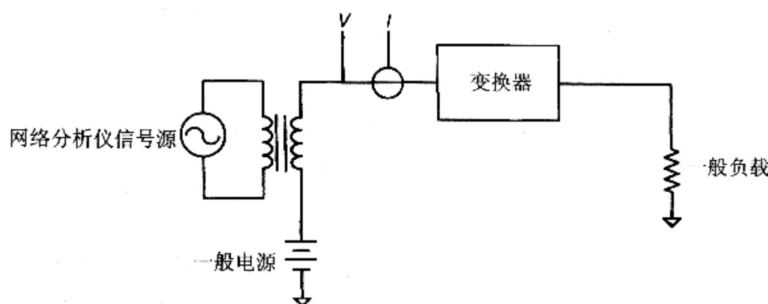


图 6-35　变换输入阻抗 $Z_{in} = V/I$ 测量方法的框图

主要思想是这样的：变换器在正常负载和正常直流输入电压条件下工作，在变换器的输入电压上迭加一个小的交流信号——可以从网络分析仪的扫频正弦信号中接出，当输入电压随着频率变化而变化时，输入电流也会随之改变，两者的比率就是输入阻抗：$Z_{in} = V/I$，这是一个频率的函数。

这里不太方便的是要用到不同的标尺，并且需要单位之间的换算：通常输出电流探头是 10mV 每一小格。例如使用 1:1 的电压探头，那么电流探头代表的是 1A/格，1Ω = 1V/1A = 1V/(10mV/A) = 100 = 40dB，也就是说，网络分析仪上的 40dB 对应 1Ω。

实用提示：如果要求输入功率比较大，有必要用放大器放大以后再驱动变压器，而不能用网络分析仪直接驱动变压器。你可以发现，音频放大器完全能够胜任这个工作。事实上，旧式的线性(真空管)放大器最为合适，因为这种放大器的谐波非常小。

我们对自己设计的bcuk变换器(本章已经作了介绍)进行了测量,图6-36为测量结果。

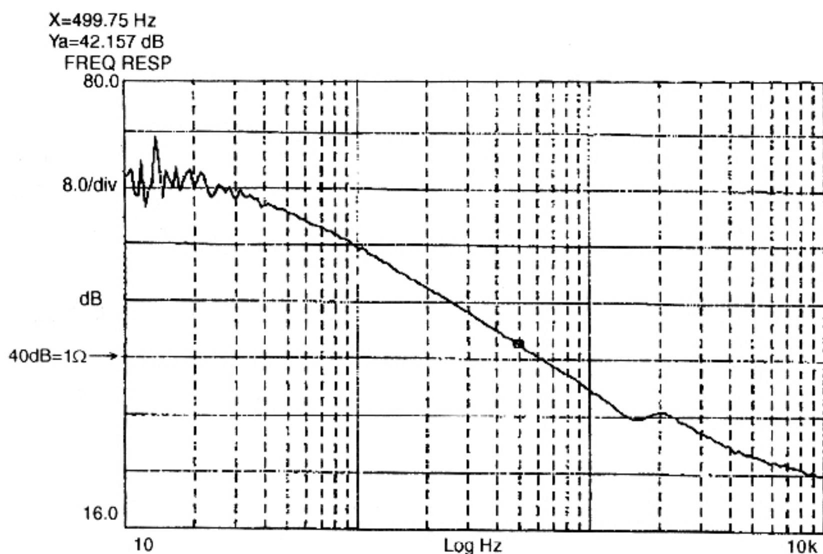


图6-36 buck变换器的输入阻抗

现在,让我们仔细观察这些测量结果。在低频段我们可以看到阻抗曲线几乎是平坦的。确实,我们希望低频段的阻抗是恒定值,即等于输入电压/输入电流。对我们实验中的buck变换器来说,就是 15V/0.78A = 19.2Ω = 25dB·Ω,对应图中(25+40) = 65dB。刚好符合设计要求。(事实上,780mA是测量得到的输入电流值,不是计算值。另外,你可能已经注意到输入功率为 15V×780mA = 11.7W,输出功率为 5V×2A = 10W,因此,变换器的效率为85%。)

需要提醒的是,因为变换器是恒功率负载,在这低频区段,输入阻抗的相位为 -180°。如果输入电压增加,输入电流就会下降!正是这个原因,引起了系统的稳定性问题。(在测量图中,没有给出相位图。事实上,一般情况下,这也并不重要。下面将会说明。)

还有,你可能听说过有人把变换器称之为"负阻抗"。事实上,负阻抗就是我们说的180°相移。这种说法只是对低频区段而言的。

随着频率的增加,在幅度上输入电容的阻抗就等于变换器的输入阻抗:

$$f = \frac{1}{2\pi \times 19.2\Omega \times 220\mu F} = 38Hz$$

高于这个频率,输入表现为很强的容性,带有90°的相移。我们可以这样来粗略地进行检验:42dB标尺对应于 2dBΩ = 1.26Ω,频率为500Hz,即:

$$C = \frac{1}{2\pi \times 500Hz \times 1.26\Omega} = 253\mu F$$

这和我们实际使用的220μF是吻合的。

在谐振频率附近，可以看到曲线有较大地波动，但是没有开环时那样强烈，这是因为变换器和输入电容相并联的原因。

在高频段，当频率超过输入电容 ESR 时，增益就会变得比较平坦。

$$C = \frac{1}{2\pi \times 0.12\Omega \times 250\mu F} = 5.2\text{kHz}$$

测量的 ESR 为 120mΩ。

所以，变换器的输入阻抗在低频段呈现为一个负电阻特性，中频段呈现为一个电容特性，高频段呈现为正电阻特性。当然，如果频率非常高的话，还可以看到电感特性，如果真的需要用到这么高的频率，不妨考虑在系统中采用电缆，以减小电感，这对系统稳定很重要。

2. 变换器的输出阻抗

变换器的输出阻抗，在概念上和输入阻抗非常类似：表示当输出电流变化时，输出电压变化了多少。当然，理想的情况应该是输出电压不发生变化，因为我们希望输出电压和负载无关。

图 6－37 给出了输出阻抗的测量电路。实际测量的时候，网络分析仪同时提供直流偏置和扫频正弦信号。变换器的负载为可控电子负载。变换器中可以拉出直流和交流电流，（要确保交流电流的幅值足够小，使负载总是从变换器拉出电流——负载不可能提供电流！）输出阻抗为 $Z_{out} = V/I$，也是一个频率的函数。

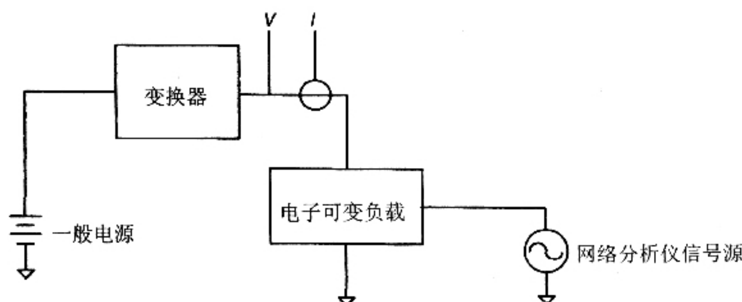


图 6－37　测量变换器输出阻抗 $Z_{out} = V/I$ 的方框图

实用提示：不要把电阻负载和电子负载相并联。因为输出电压改变时，电阻上流过的电流也会随之改变。

我们继续对刚才介绍过的buck变换器进行输出阻抗的测量。（再提醒一次，注意标尺系数！）图 6－38 是一个典型的输出阻抗特性图。注意这里的标尺是从某个偏置点开始的。图 6－36 的偏置点为输入阻抗（1Ω＝40dB，位于图中的最高点）。在低频段，输出呈感性。在 100Hz 的频率点，阻抗为 10.3dB，即 29.7dB·Ω＝32.7mΩ，所以电感为

$$L = \frac{1}{2\pi \times 100\text{Hz} \times 32.7\text{m}\Omega} = 49\mu\text{H}$$

这和实际值 35μH 是吻合的。在输出谐振频率点，输出阻抗最大，频率继续增加，输出阻抗由输出电容决定（在最高频率处，可以看到 ESR 的影响）。

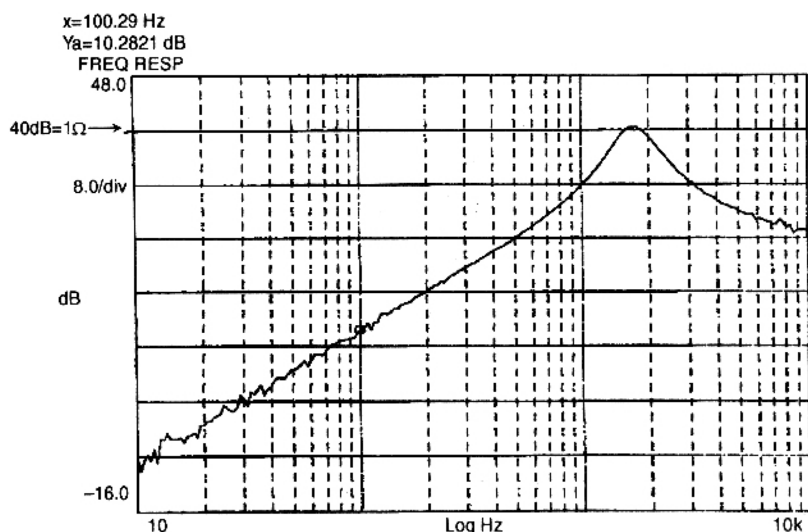


图 6 - 38 buck变换器的输出阻抗

3. 两个稳定的变换器可以组成一个不稳定系统

这是一个令人吃惊的思想，并且把我们一下子带到了电力系统学科研究的前沿。很有可能（事实上经常发生），两个变换器中每一个都有足够的相位裕度，但是把其中的一个作为另一个的负载使用时（即串联连接起来），系统的输出电压（两个变换器的输出电压都会）出现振荡现象！见图 6 - 39。

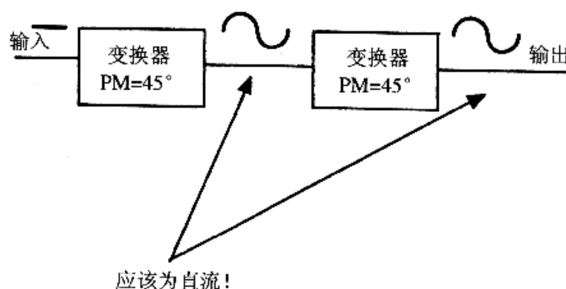


图 6 - 39 两个稳定的变换器串联，可能成为一个不稳定系统

下面的规则可以保证两个稳定的变换器串联连接时,系统不会出现振荡:

实用提示 如果可能的话,保证

(1)第一级变换器的输出阻抗在所有的频率区段都要小于第二级变换器的输入阻抗;

(2)第一级变换器的带宽大于第二级变换器的带宽。

这仅仅是一个方便的方法来保证系统的稳定 如果不满足这个规则,系统仍然可以是稳定的,但问题会变得很复杂,牵涉到很多因素。设计这种系统时,首先要使每一个变换器都稳定,然后才能把它们串联连接起来。

4. 不稳定系统实例

作者曾经对buck变换器进行稳定补偿的设计。出于某种原因,假设我们把两个buck变换器串联起来。(我们把第一级的输出设为 15V,并作为第二级的输入。第一级的输入为 45 V_{in},开关频率取第二级的 3 倍,这样其他元件可以保持不变 环路和变换器的阻抗也保持不变。)

这样设置以后,是否和上面介绍的规则相符合呢?应该承认,第 2 条规则是能够满足的,并且有很大的余量。至少后级变换器的带宽没有比前级的带宽更宽。但是,没有满足第 1 条规则,这可以从图 6 – 40 中看出。

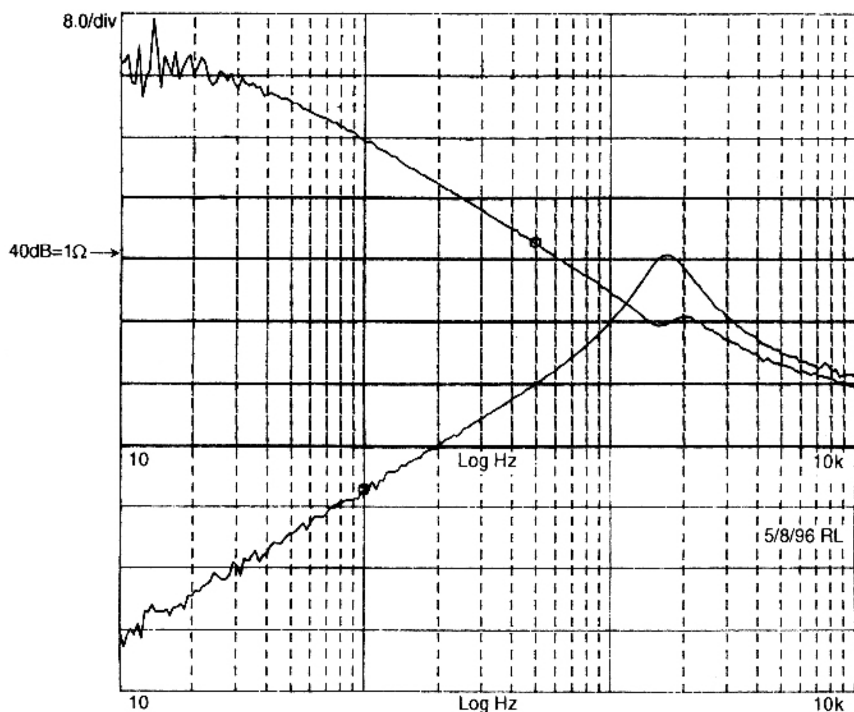


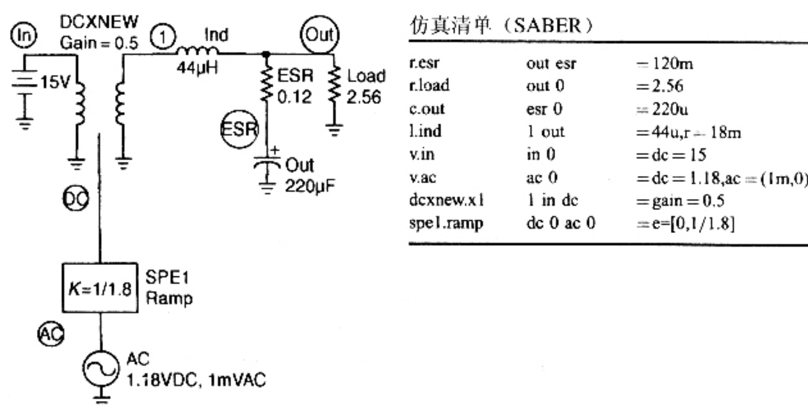
图 6 – 40　外加的输入和输出阻抗

注意，图中输入阻抗和输出阻抗的重叠部分，可以发现在频率高于 1.2kHz 的区段源阻抗（输出阻抗）要大于负载阻抗（输入阻抗）。这并不保证系统就是不稳定的（事实上，这时你需要检查的是系统，而不是单个变换器的相位裕度）。但是，两个变换器的输出电压 5V 和 15V 以 1.2kHz 的频率出现振荡时，你不要感到不可理解。

第八节　仿真技术探索

虽然，我们这本书明确希望避免讨论仿真问题，但是我们在这里还是对仿真做几个评论，因为在稳定性问题上，人们经常会借助仿真。

很多年以前，有人曾经和作者讨论过关于用仿真来设计开关电源的可能性，而不需要用实验来调试。让计算机省省电吧！那是不可能的！放弃这个方案！其实不用仔细分析就可以看出，完全依赖仿真的方法是行不通的。为了帮助大家更好的理解这种观点，我们以buck变换器的开环仿真为例进行讨论（图 6 – 41）。这里的buck变换器就是我们前几节里所介绍的例子。



仿真清单（SABER）

r.esr	out esr	= 120m
r.load	out 0	= 2.56
c.out	esr 0	= 220u
l.ind	1 out	= 44u,r = 18m
v.in	in 0	= dc = 15
v.ac	ac 0	= dc = 1.18,ac = (1m,0)
dcxnew.x1	1 in dc	= gain = 0.5
spe1.ramp	dc 0 ac 0	= e=[0,1/1.8]

图 6 – 41　buck变换器开环仿真模型 圆里面的为接点名字

这里，我们不对仿真作详细的介绍。图 6 – 41 给出了开环buck变换器的仿真用框图，包括状态 – 空间 – 平均模型，所列的元件是SABER元件库所提供的，仿真结果由SABER生成。圆环里面的符号为电路接点的名字，其他的符号数字为元件名称和参数数值。有关仿真的进一步内容可以从很多书中找到。不管户什么情况下，你可以看到图 6 – 42 给出的仿真结果，这和实际的测量结果吻合的非常好。当然，足以用来补偿设计。但是，问题在于，虽然仿真中设定的 ESR 之类的数据能够在相关的手册中找到（偶尔能够找到真实的数据），但是这个模型却和开关没有什么关系。所以，你必须建立一个更为复杂的模型，

或者通过实验得到——那就打破了原来仿真的目的。还有,除非具有非常丰富的经验,你还需要通过实际测量电路,来检验确定所用的仿真模型是正确的。仿真结果的正确性完全取决于你所采用的模型,如果模型不准确,那么得到的结果就会出错。

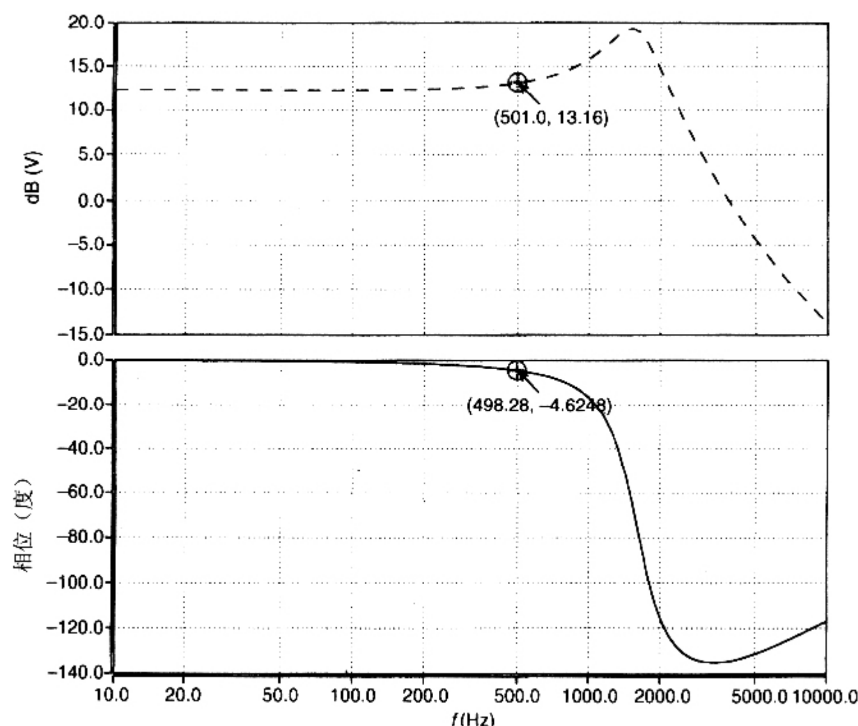


图 6－42　开环buck变换器SABER仿真结果,轨迹为OUT/AC

在作者看来,用仿真进行补偿设计不可能得出任何有用的东西。而采用实际测量的方法却非常容易。仿真对测量最坏情况是有用的,在实验室里要想找到参数为最大值和最小值元件是不可能的,这对仿真来说却是很容易的。仿真和实验调试可以是互补的,不应该对立起来,实验调试可以用于反馈设计,而仿真可用于最坏情况分析。

第七章 实用控制和监控电路设计

第一节 控制电路

本书的其他章节已经讲述了涉及电源功率级的各个方面。本章将讲述电源的其他内容,也就是控制电源功率级的小信号电路以及监控电源运行情况的监控电路。(不包括第六章已经讲述的设计误差补偿环节部分。)我们将从一些实际控制电路着手开始阐述。

1. 启动

电源中最常见的问题就是在变换器正常工作以前没有任何供电电源给控制电路,但使变换器工作需要供电电源。通常的做法是使用一个电阻和一个电容从电源输入端来启动电路,当变换器正常工作后,由主变压器的一个辅助供电绕组供电,如图 7-1 所示。

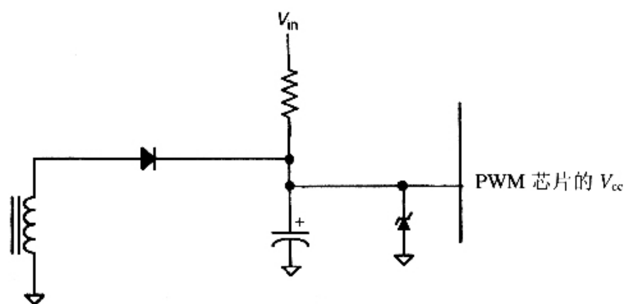


图 7-1 启动后辅助供电绕组供电

电路能正常工作的前提是 PWM 控制芯片具有迟滞特性的欠压锁定功能(undervoltage lockout,UVLO)。当输入上电后,电容通过电阻充电。当电压上升到UVLO设定的阈值时,电路开始工作。电容中存储的能量供给控制电路和开关管,直到辅助供电绕组可以提供足够的能量为止。图 7-1 中同时还画了一个稳压管,用来防止电压过高损坏芯片,通常稳压管的电压是 12~18V。

这个电路通常需要一个容量比较大的电容,用来存贮足够的能量使得电路能够启动直到变换器正常工作。如在一个典型例子中,PWM 控制芯片是 UC3825,工作时需要 33mA

的电流，我们假设驱动电路的 10mA 的电流，其他电路需要几个毫安的电流，总共需要大约 50mA 的供电电流。假设变换器需要 10ms 的启动时间。（变压器的辅助供电绕组通常受其他绕组的电压限制，通常在主输出稳定以前不可能供电。）UC3825 保证的滞环是 400mV，也就是说，当电容电压下降的数值超过这个值，PWM 就会回到欠压锁定方式，这样就会周期性的启动。因此我们需要电容提供 $500\text{mA}\times 10\text{ms}=500\mu\text{C}$ 的电荷，而且电压的下降最多只能到 400mV，需要的电容量为 $500\mu\text{C}/400\text{mV}=1.25\text{mF}$（$1250\mu\text{F}$）！

这个问题可以通过加大 PWM 芯片的滞环带宽来解决，如图 7－2 所示。在电路中加入一个 PNP 三极管，通过三极管向 PWM 芯片（和其他电路）供电。当电容电压达到 MOSFET门极稳压管设定的值后MOSFET导通，一旦导通后，MOSFET就会一直导通，然后 PNP 三极管导通向负载供电。例如，如果选择的稳压管为 12V，大概可以得到 5V 的滞环（12 的稳压管电压 + 2V MOSFET导通的门槛电压 = 14V，14V － 9V 的UVLO电压 = 5V 滞环），因此电容量可以缩小的倍数为 5V/400mV = 12.5，由 $1250\mu\text{F}$ 缩减为 $100\mu\text{F}$，可以大大缩小体积。

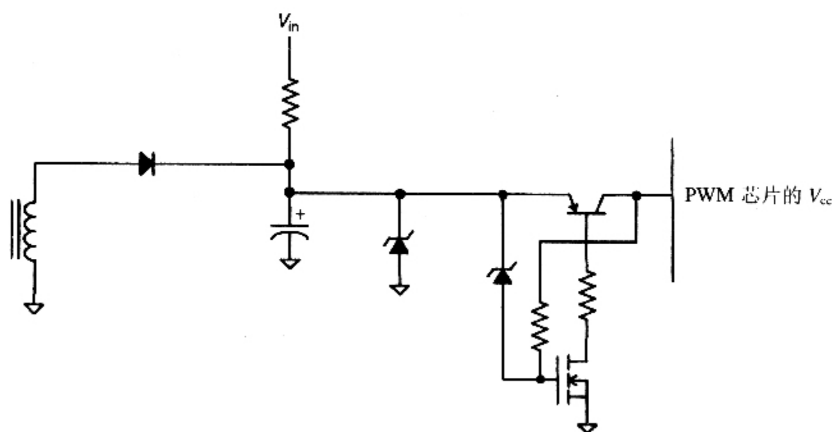


图 7－2　增加 UVLO 电压滞环带宽来减小启动电容

当然，在上述的两种方案中，输入上电后，电阻一直在消耗功率。尽管正常运行后由辅助绕组供电，但电阻的两端依然有电压差。电阻的功耗可以通过增大电阻值来减轻。但这个增大电阻值会引起变换器上电到启动的延时——它对慢速启动的变换器没有影响。例如，对第二种方案，假设电阻的阻值是 10kΩ，输入电压 V_{in} 是直流 28V，辅助供电绕组的输出电压是 15V，当电容电压充到 14V 时，变换器工作，计算启动时间为：

$$14=28\left[1-\exp\left(\frac{-t}{10\text{k}\Omega\times 100\mu\text{F}}\right)\right]$$

或 $t=700\text{ms}$。稳态下电阻的功耗为：

$$P=\frac{(28\text{V}-15\text{V})^2}{10\text{k}\Omega}=17\text{mW}$$

如果变换器输出短路，辅助绕组没有输出，这样电阻可能需要持续供电。在这种情况下，其功耗为 78mW，需要用一个 100mW 的电阻。

还有一些比较复杂的启动方案——例如，用一个MOSFET与电阻串联，在变换器工作后将电阻完全断开。这样理论上可以用一个电阻值小的电阻，而且不用增加电阻的大小（与统线的脉冲功率有关），可以减小启动延时。在输出短路的情况下，电阻上依然会有功耗，阻值越小功耗越大，因此仍然需要一个大的电阻。因此，采用复杂的启动电路没有太大的意义，除非需要减小启动延时。（请注意，不是慢速启动。）

2. 软启动

在前面已经提及软启动（也称慢启动），但没有说明为什么需要软启动。原因非常简单，当控制芯片上电时刻，反馈为零（或者小于期望值，例如在一个不隔离的反激电路中），使得变换器的占空比会达到最大值。如果是这样，为了给输出电容充电，变换器会从输入抽取很大的电流，这个大电流流过功率器件可能会导致器件损坏。取代的方法应该是变换器的最大占空比被限制在一个最大值，这个值随着时间的增加而线性增大，通常通过对一个电容充电来控制。这样，当电容充满的时候，占空比也就达到了它调节输出电压所需要的稳态值。

实用提示：总是采用软启动来保护交换器和输入电源。

故障恢复时也经常用到软启动，如过流。当发生过流时，软启动电容被放电，在故障恢复的时占空比再次缓慢上升。如果这个故障恢复过程是周期性的，这就是所谓的打嗝模式。由于软启动电容被恒流源充电（因此电压线性上升），可以采用另外的措施使得这种打嗝模式的周期与软启动时间不一样：当检测到过流时，导通一个三极管，通过一个电阻从软启动充电电流中分流部分电流，减缓软启动电容充电的速度。

在以前的一些芯片中，通常没有软启动这个引脚。在这种情况下，在电压基准引脚和误差放大器同相输入端之间加入一个 RC 网络，使交换器要调节的电压缓慢上升，可以得到同样的效果。

3. 时序

在启动过程中，有时一些输出相对其他输出其上升和稳定都比较早，或者一个输出总是高于其他输出。例如，一个 +5V 电源给一些控制 +12V 的继电器的 TTL 电路供电，需要在 +12V 电压加到继电器之前 TTL 电路已经工作，可以确保继电器不会进入非预期的状态。

反激式变换器可以很好的满足这个要求，因为每个绕组的输出电压都被其他绕组输出钳位。因此，每个绕组的输出电压都与最终的输出电压成正比，也就是说，如果 +5V 的输出是 2.5V，那么 +12V 的输出就是 6V，以此类推。

采用一个电感的变换器不具备这样的比例关系。而是输出电压与输出电容量和负载相关。因此，对这种情况，在启动时多个输出的相对电压在一定程度内可以通过输出端的

电容量来控制，如果在 +12V 输出端放上一个比较大的电容量，那么它上升的速度就慢。

最后，如果一个输出必须在其他几个输出之前建立并稳定，那只能通过使用开关的方式。比如采用一个 p 沟道的MOSFET，用一个比较器来检测最早的输出电压是不是已经在最小值以上，并控制这个MOSFET的通断。

在一些场合，在变换器关断的时候对关断时序有要求。如上面提及的继电器的例子，它可能需要在 TTL 供电下降之前，+12V 供电已经关闭。在这种情况下，反激式变换器（由于变换器不再供电，各个统组之间不再相互钳位）和输出电容量（由于负载电流变化）都不能保证关断时序。在实际情况下，大部分都依赖负载情况，使用开关是唯一实现这个功能的方法。

4. 反馈

在第六章关于控制理论中控制环的补偿网络设计中已经有详细的讨论，包括对需要控制的电压选取反馈电阻。通常，需要调节的副边输出电压与误差放大器所在的原边需要电气隔离。因此两边不允许直流连接。在这种情况下，在反馈电阻之前，需要将直流信号传递到另一侧。

实现隔离反馈的方法很多，这里仅对一些常用的方法进行讨论：

（1）光耦隔离。有些方法试图通过第二个光耦反馈的方式来获得好的线性度。（如果仅采用一个光耦实现隔离，光耦的增益会影响交换器的带宽 采用双光耦时，如果两个光耦不在一个封装里面也会带来一些问题 温度和器件老化会带来另外的问题。）

（2）采用电压－频率转换。通过变压器、光耦或者一个电容将频率（或者脉冲宽度）调制信号传递到另一侧，然后再将频率信号转换为电压信号。（这个方法需要的元件数量比较多。）

（3）采用仪器用的隔离放大器。这个方法在 500V 直流电压以下是可行的。

作者推荐的方法如图 7－3 所示。它可以实现高压隔离、元器件数量少、可以获得宽的恒定带宽，并且对温度变化不敏感。

这个隔离反馈的方法工作原理类似于由被测（输出）电压供电的一个正激式变换器。（如果没有续流二极管，例如反激电路，三极管直接被变压器驱动，必须在其基极串入一个二极管，防止在功率MOSFET导通的时候，三极管的发射极－基极之间的齐纳击穿。）当三极管导通时，输出电压就加在这个小变压器的原边。在一些典型的例子中，这个被测的电压一般为 5V。变压器的匝比可以为升压 5∶1。这个电压通过匝比体现到小变压器副边为 25V，副边线圈的一端接原边地，肖特基二极管和电容组成一个峰值检波器，这个电压再通过电阻分压网络变成适合误差放大器的电压。图中原副边的地分别以 S（副边）和 P（原边）表示。

这个方法的误差主要是三极管的集电极－发射极的压降，它在小电流下压降很小。由于电流只有几毫安，小变压器原边绕组的电阻可以非常小。肖特基二极管的压降只有副边 25V 输出电压的几十分之一。这个方法轻易就可以得到 2% 的精度，在性能超过上述任何方法。可以实现很高的带宽——基本上由峰值检波电路的电容和分压电阻网络的时间参数决定。

5. 限流

通常电源都需要限流功能,也就是说,电源可以根据自身的输出电流能力大小,通过某种方法自动限制输出电流的值。这个要求实现比想像的要复杂一些,因为输出短路(短路是输出故障的一种通用术语),阻抗的范围从导致输出电流稍微大于其设定值一直到0Ω。如果短路的阻抗可以忽略不计,称为硬短路,其他情况称为软短路。

尽管用户经常认为电源只需要保护硬短路,但作者认为软短路同样需要保护。这不仅可以保护用户设备不至于被过大的电流损坏,同时也保护电源本身不会损坏,因为并不是所有的短路都是0Ω。通常,实现这个保护的方法是在PWM模式下采用两级限流方法。与开关管串联的取样电阻(或者电流互感器)的输出输入到PWM芯片的限流脚。(通常,对电流模式控制的芯片,这个引脚与电流反馈脚是同一个。)当引脚的输入电压超过某个设定值,PWM信号关闭直到下一个周期再输出,这就是所谓的每个开关周期的脉冲限流。如果这个限流引脚的电压继续升高,当达到另一个阈值时,PWM信号关闭并再次开始软启动过程。这个模式就是所谓的打嗝模式或者其他类似的名称。

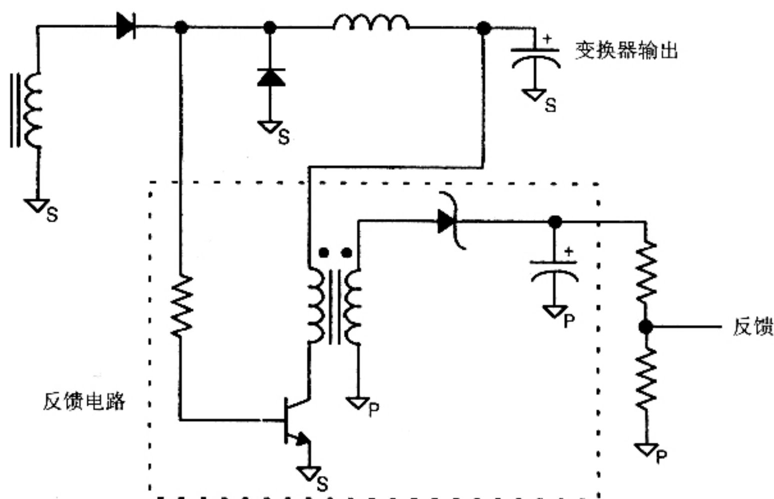


图7-3 利用小的正激式变换器实现隔离反馈,由主变压器驱动

当交换器是多路输出时,采用这个方法会有一个大问题。原边的电流采样值必须保证在正常工作下不发生限流(例如每个输出都是最大负载)。在一个输出短路,而其他输出在最小功率输出的情况下,在限流电路动作前,几乎所有的功率都要流过短路的那个输出,直接导致其输出二极管烧断或者变压器绕组烧断(或者是电感,如果拓扑中有电感的话)。在这些情况下,变换器并没有保护到本身。

这种情况没有非常简单的解决方法。如果不希望在每个输出加次级限流调整电路,那么必须对每个输出端的电流进行单独采样(在输出地与副边地之间串入一个电阻,不需要共模抑制),将每个采样信号与各自的阈值进行比较,将所有的集电极开路的比较器输

出进行逻辑或。逻辑或以后的信号可以用来控制 PWM 芯片的限流或关断引脚(如果变换器是非隔离的),或者通过光耦隔离以后再控制这些引脚。

6. 开关频率

所谓变换器的开关频率就是变换器在 1s 内经过相同状态的次数。例如,对开关频率为 200kHz 的反激式变换器,在 1s 内,其开关管开通然后关断的次数是 200000 次。

在选择芯片的振荡元件来获得设定的开关频率时,必须了解清楚芯片的原理。对一些芯片,其振荡器工作在一个频率下,它的第一个脉冲送到一个输出端,第二个脉冲送到第二个输出端,或者被用来做空闲时间,防止占空比大于 50%,这样变换器的实际开关频率正好是振荡频率的一半。因此,一些芯片宣称可以工作在 1MHz 的频率下,其实际变换器的频率只有 500kHz。

实际使用中对最高开关频率也有限制。问题不在于控制芯片,日前一些控制芯片可以工作在 2MHz 的频率下,问题在于MOSFET的门极电荷。门极驱动电流与频率成正比,当频率上升时,门极驱动损耗也上升。同样,开关损耗也与频率有关。最近,MOSFET生产商开始制造低门极电荷的产品。对高频应用,就必须采用这种MOSFET。

7. 同步

关于控制电路的最后一个部分就是同步问题。有时,电源的开关频率需要和数字系统的主控时钟同步,如果开关噪声正好发生在数字部分状态改变的时刻,可以降低开关噪声对数字部分的噪声裕度的影响。(这个概念存在不足之处,因为它忽略了电源内部的传输延时。)

一般情况下,数据表从来不解释实现 PWM 信号同步需要什么,仅提供一个例子。为弥补这个疏忽,这里对此做一个简单的阐述。误差放大器的输出(相对开关频率而言是恒定值)与一个锯齿波比较实现 PWM。如图 7-4 所示,开关管定期导通,当误差信号与锯齿波相等时开关管关断。当锯齿波的幅值达到 PWM 芯片内部设定的阈值时,下一个周期开始(或到达阈值后很短一段时间后)。同步的出发点就是通过在锯齿波信号上叠加一个信号促使锯齿波提前到达阈值(如图 7-5 所示)。这个叠加的小脉冲使得锯齿波一下超过设定阈值,提前进入下一个周期。

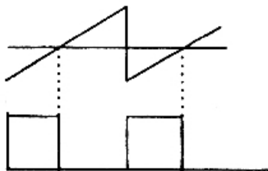


图 7-4　门极信号定期开通,当误差放大器输出与锯齿波相等时关断

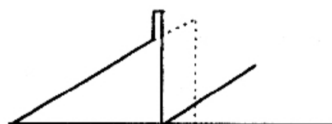


图 7－5 通过在锯齿波上叠加一个小脉冲实现同步，开始下一个周期

从上面的阐述可以清楚地了解到，变换器同步需要：(1) PWM 芯片自身的振荡频率必须小于同步频率；(2)一个窄脉冲必须叠加到锯齿波上，这个窄脉冲幅值足够触发 PWM 内部的比较器，其下降沿对应 PWM 的下一个周期的开始。脉冲宽度必须窄，因为脉冲在的时候 PWM 输出是关闭的。(也就是说，这个窄脉冲宽度类似于死区时间。)

因此，这个脉冲可以由 TTL 器件产生，例如，通过电容耦合到振荡电容上去(如图 7－6 所示)。电阻 R_1 和 R_2 组成分压网络来调节脉冲的幅度。R_1 的阻值要小(最大几十欧)，防止影响锯齿波波形，也就是振荡电容和 R_1 组成的 RC 网络整体产生的。另外，从 TTL 信号来的同步电路末端对地的阻抗必须足够大。一种同步实现方法如图 7－6 所示。由于耦合电容比较大，在接地时与振荡电容并联，会影响 PWM 芯片自身的振荡频率，因此有这个要求。

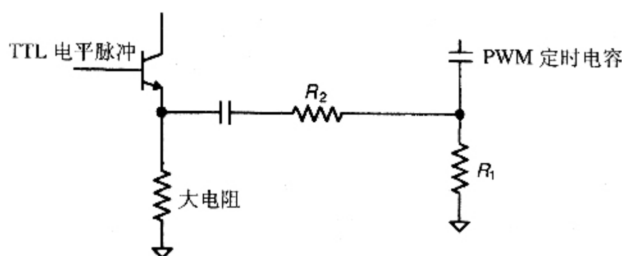


图 7－6 如何同步一个 PWM 信号

从同步工作原理的阐述中可以看到，锯齿波的峰峰值由于振荡过程的提前结束而变小了。从第六章关于环路稳定性的知识可知，锯齿波的峰峰值大小直接影响环路增益。在对变换器进行同步时，直接影响了它的带宽和相位裕度。因此需要对可以同步的频率范围的进行限制，同时检查电源在最高频率(锯齿波幅值最小)和自身振荡频率下的环路增益。

实用提示 如果可能，同步的频率极限不要超过其自身振荡频率的 1.5 倍。

第二节 监控电路

1. 如何监控电压

最通常的监控要求就是在输出电压有效时产生一个指示信号。也就是说输出电压必

须在设定的最小值和最大值之间。这个可以通过一个有迟滞特性的比较器实现。通常选取监控电路元件参数非常费力，但是可以通过计算机程序来求解。只需要输入基尔霍夫方程，由计算机直接求解。（如果解存在——有可能选择的参考电压会导致某些电阻的阻值小于 0Ω。）通常，参考电压的大小一般在最小和最大动作点之间。

2. 电压基准

如果技术指标规定的电压调整范围在 ±5% 以内，就必须仔细加以考虑。一般 PWM 芯片的电压基准都有几个百分点的误差，5% 的误差同时包含了监控电路的误差，也就是说，相当部分的误差是由使用的 1% 精度的电阻引起的。同时，有时可能没有电阻值正好符合要求，必须进行一定的舍入和调整，这样可能又会引起额外的 0.5% 的误差。最后，在隔离反馈的场合，为获得小于 5% 调整范围的输出存在一定的困难，因为在隔离的过程中又会引入其他的误差。如前面所述，一个不错的隔离方案一般会有 1% 左右的误差。如果技术指标要求的隔离输出调整范围大大小于 5%，就应该采用副边后级调整的方案。

下面举例说明 PWM 芯片的电压基准的误差大小，以 UC3825 为例，其数据表的‘特色’部分宣称‘带调整的电压基准（5.1V，±1%）”。首先必须注意的是，这个 1% 的精度只针对工业级和军品级的芯片（UC2825 和 UC1825），民用级的芯片精度是 2%。而且这个 2% 的精度只是额定情况下的，在整个输入电压、负载和温度范围内，民用级的精度是 3%（其他是 2%）。另外，还存在长期工作时的漂移问题，在 1000 小时后，该产品的基准精度会有 0.5% 的偏差。因此，一个典型的商品化的 PWM 芯片号称具有 1% 精度的电压基准，其实际精度是 3.5%！

另外，如果通过电阻分压将被监控的电压分压到基准电压的大小，输出电压会有额外的 1% 误差（如果采用 1% 精度的电阻），这样最好的精度也就 4.5%。

当然，可以采用一些其他手段来提高精度。最常用的方法（也是最便宜的方法）就是采用 1% 精度的分压电阻——大概每个电阻 2 美分。然后，还可以消除控制芯片的输入电压和负载的变化，但是其基准误差仍然大于 2%。如果考虑其他的稳压管或者 2 至 3 个引脚的其他器件，情况基本类似。底线是，如果技术指标要求输出的精度大大高于 5%（不考虑其他），就不能采用普通价格的芯片作为电压基准。（采用其他高精度电压基准是最佳选择。）或者，最佳方案是仔细询问用户这么小的误差是不是有必要，是不是仅仅为考虑安全裕量？

3. 在没有负电源供电时如何监控一个负电压

在一些不隔离的变换器中有时会有一个负电压输出，由于没有变压器会使得监控比较方便。但是由于控制电路只有 +12V 单电源供电，不能直接将一个负电压输入到控制电路的某个芯片中去。解决方法也非常简单，负电压可以利用运放一端接地进行反相（如果必要，再进行分压）。很明显，采用如图 7－7 所示的电路可以监控任何负电压，甚至可以是负几百伏。注意负电压不能直接加到芯片的引脚，在负电压加上之前，运放必须已经正常工作。如果这个条件不能保证，只要保证负电压至远放反相输入端的电阻阻值足够大，将输入电流限制在一个比较小的值，比如 1mA 左右，仍然可以保护芯片不会损坏。图

中肖特基二极管可以将芯片引脚电压钳位在 - 0.3V。

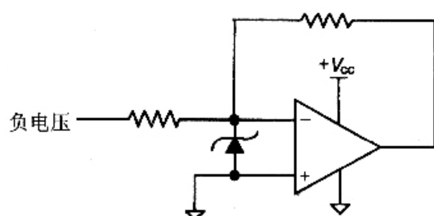


图 7 - 7　单电源供电时监控负电压 利用运放反相,二极管起保护作用

4. 为何需要采用滞环比较器

实现滞环比较只需要一个电阻,所以不能因为节约 2 美分而使比较器的性能下降。由于比较器的增益有限,在一个很小的电压范围内,比较器会试图工作在线性模式下。其结果就是比较器出现振荡,输出在高和低之间以一定的斜率来回摆动。如果其输出是驱动一个单次触发的锁存器,这没有问题,但大部分情况下,这个振荡就是故障信号的振荡,大大加剧了微处理器的中断响应负担。更糟糕的是(作者曾碰到这种情况),当微处理器还驱动一些关闭功能,正好有一个闭环系统刚好落在比较器振荡的这个点并且系统处于关闭的临界点,但还没有到达这个点。相信这个电阻是物有所值。

尽管这是一个常识,但有时设计者没有意识到无论是同相或反相比较都可以实现比较器的滞环。作为参考,如果监控的信号输入到比较器的同相端,滞环比较的实现如图 7 - 8 所示。反之,如果监控的信号输入到反相端,电路如图 7 - 9 所示。

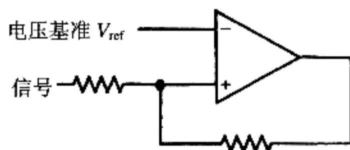


图 7 - 8　输入信号输入到同相端的滞环实现

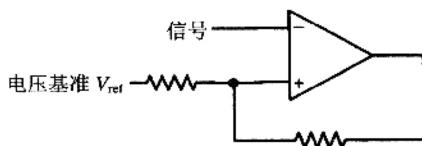


图 7 - 9　输入信号输入到反相端的滞环实现

最重要的一点就是无论信号输入到哪里,滞环总是回到同相端。在图 7 - 9 中,会有一部分电流从比较器输出端回馈到电压基准,因此电压基准的特性必须比较硬以防止回

馈的电流影响其大小。

5. 电阻与分流器

通常利用电阻来对电流进行采样,但是在电流较大时,为降低电阻的功耗,电阻的阻值必须相当小。另外,由于电阻一般有寄生电感,如果采样电流中有交流分量,电流的交流分量与电感量的乘积可能主导了电阻两端的电压,远大于直流分量与电阻值的乘积。(在这种场合不能使用绕线电阻,除非是无感的)。

正如在元件这一章中所讲的,分流器是测量电流的电阻,通常由一个宽而薄的锰铜合金构成。其典型值范围一般是 5A 下 50mV(=10mΩ)至 500A 下 50mV(=100μΩ),或者更小。在下一部分将讨论如何测量这些很小的电压。同样,分流器也会有一些电感。通常会想到采用并联电容的方法来补偿这个电感,试图获得一个适合大电流、高频的取样电阻,如果知道需要并联的电容的大小,就知道这个方法不现实。假设 5A 的一个分流器有 20nH 的电感。分流器的时间常数为 $L/R = 20\text{nH}/10\text{m}\Omega = 2\mu\text{s}$。为补偿这个电感,需要的电容量为 $C = t/R = 2\mu\text{s}/10\text{m}\Omega = 200\mu\text{F}$!在下面一节将讨论一个更加实用的方法。

6. 差分放大器

在正输出母线上串联电阻(或分流器)可以采样输出电流,如图 7-10 所示。这会增加一些测量的难度,因为必须在一个很大的共模电压上检测很小的一个电压差,可以通过差分放大器来实现。("仪器放大器"是其另外一个名称。)

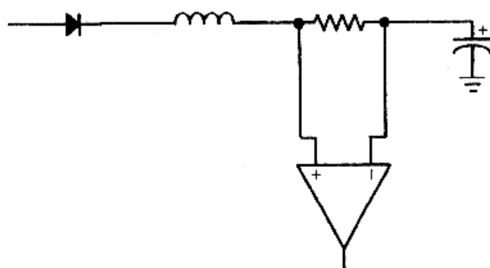


图 7-10　在输出正母线上采样电流需要一个差分放大器来消除共模电压的影响

在输出地线上串联电阻检测电流比在正母线上串联更加简单,因为只需要一个运放。但有时在输出地线上串联电阻不是很合适(如图 7-11 所示)。例如,负载会比实际地线抬高 50mV~100mV 的直流电压,可能在交流情况下还要更高。另外,电源和负载具有不同的地线对 EMI 的控制不利。鉴于上述原因,一般需要在正母线上检测输出电流。

实用提示:总是在正母线上进行电流采样,而不是在输出地线上。不要使用由一个地线电平抬高得到的另一个地线。

最简单的差分放大器可以用一个运放实现，如图 7－12 所示。其工作原理如下，假设增益为 10，如图 7－12 所示，正端输入电压的分压比为 10/11，由分压电阻决定。运放工作时会迫使反相端的输入电压同样为(10/11) V_+，其中 V_+ 是正端输入电压，V_- 是负端输入电压。流过接到反相输入端 1kΩ 电阻的电流为：

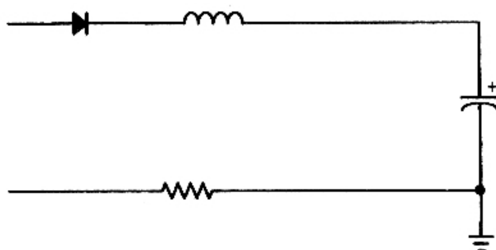


图 7－11　在输出地线上采样电流，不推荐使用

$$I = \frac{V_- - (10/11)V_+}{1\text{k}\Omega}$$

流过 10kΩ 电阻的电流与之相等，其压降为：

$$V = 10\left(V_- - \frac{10}{11}V_+\right)$$

输出电压的大小就是反相端的电压减去这个电压，或：

$$V_{out} = \frac{10}{11}V_+ - 10\left(V_- - \frac{10}{11}V_+\right) = 10V_+ - 10V_-$$

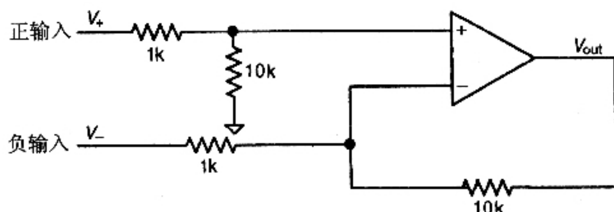


图 7－12　单个运放组成的差分放大器

也就是说，同时加在两个输入端的共模电压被抑制了。输出电压是两者之间的差(放大 10 倍)。

通常，元器件的精度会对这个结果有所影响。电阻的误差是其中的主要部分。由于电阻不匹配，部分共模电压会反映到输出端。

实用提示 差分放大器对输入共模电压共模抑制可以通过电阻精度来估算。例如，共模电压为 5V，电阻的精度为 1%，在两个输入端电压相等的情况下，输出大概为 50mV。

然后，可以对输入信号的大小进行限制。假定在合理的价格范围内，0.1%精度的电阻是最好的电阻，那么共模信号对输入信号的比应该小于1000∶1。

在分压网络上加滤波电容来滤除信号里的噪声时必须非常小心。电容的不平衡会导致交流分量共模抑制比下降。就算不加外部电容，它们的分布电容也不尽相同，这些分布电容会在中高频下导致共模抑制不足，除非电阻阻值很小。

有些差分放大器由2个或者3个运放组成(像差分放大器芯片一样)。由于其输入阻抗非常大，通常应用在一些要求输入阻抗无穷大的场合，不会对信号源产生影响。(图7－12所示的由单个运放组成的差分放大器的输入阻抗为1kΩ。)对检测电流而言，这个没有影响，因为输出端的输出阻抗非常小。通常，单个运放的差分放大器就足够了。

7. 补偿分流器的电感

利用差分放大器，可以用一个比较合理的电容来补偿分流器的电感，如图7－13所示。如前所述的例子，为获得2μs的时间参数，所需要的电容量为$C = t/R = 2\mu s/1k\Omega = 2nF$。从概念上讲，由于分流器电感引起的分流器两端电压的突然上升被RC滤波器积分了，但它不影响直流响应。

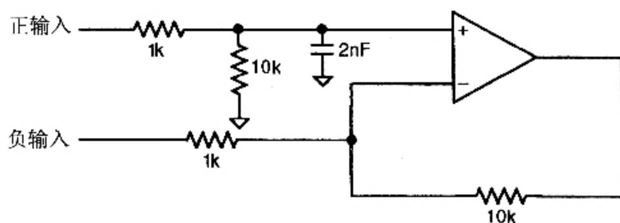


图7－13　补偿分流器的电感

8. 故障应为低电平

在阅读后可以发现，本文给出的实用提示是显而易见的，但是经常被违反。通常在变换器故障时需要一个信号指示。(当然，前提是不论监控什么信号，这个故障信号必须被供电——在实施这个“变换器故障”要求前，请确认这个前提是否能保证。)由于故障的原因，信号不能保证被上拉来指示故障情况，因此：

实用提示 故障信号应该是低电平。

如果需要一定的灌电流能力，一个基极通过电阻不拉的PNP三极管是很好的选择，平常基极为高电平。

9. 驱动红色LED

在多模块机架上，通常需要一个红色LED点亮来指示变换器故障。这情况与“变换器故障”要求一样，在变换器故障的情况下，LED如何供电？(这几乎与要求在变换器故障

时这个信号被送出去一样困难，作者曾看到有这样的要求。）

图 7－14 所示是一个可以接受的方案。当变换器工作时，流过红色LED的电流被一个三极管旁路，红色LED灭；另外一个三极管导通点亮绿色LED。如果变换器故障，红色LED亮，绿色LED灭。如果输入电源故障，两个LED都灭。这样，变换器和输入电源状态就一目了然。这也许是在故障情况下给操作人员报警的最好的方法。

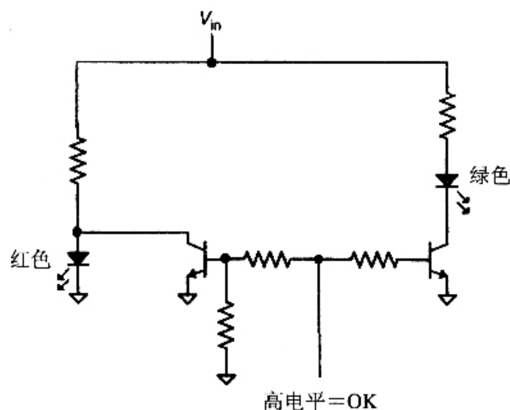


图 7－14 LED驱动方案，可以指示变换器故障和输入电源故障

第八章　实用效率和热管理

第一节　效率

1. 定义

效率的定义就是变换器的总输出功率除以总输入功率，以公式表示为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

（η 的发音为“艾塔”，重音在前面）。输入功率必须包括前面输入部分的相关损耗，如EMI 滤波器、熔断器等等。有时可能会听到“功率级效率”这个概念，这是仅考虑功率路径中元件如开关管和磁性元件损耗时的变换效率。要尽量避免使用这个概念，因为非专业人士容易将它与变换器效率这两个不同的概念混淆起来。

2. 效率的重要性

效率之所以重要，除了满足技术指标的需要外，还有一些其他的原因。首先，在特定的功率等级下，效率的大小可以直接反映变换器内部损耗的大小，在下面有关热问题的小节中将会提到，损耗就是发热。将变换器的温度控制在一个合理的值，对变换器本身的MTBF 是非常重要的，因此高效率往往预示着更长的寿命。

在电池供电的设备中，效率更是一个至关重要的指标。由于输入的能量有限，即使节约1W 损耗都意味着每次充电后有更长的运行时间。

对离线式变换器，效率也非常重要。一些家庭的最大供电电流限制为20A，如果变换器的效率很低，大量的功率被浪费在变换器内部，可能在开关跳闸前都不能输出足够的功率来带动负载。

3. 模块

目前部分电源厂商经常发布一些有误导性的图，这真是令人遗憾。模块（与VRM 不一样，VRM 是电压调整模块的缩写，仅用于计算机主板）就是指那些封在很小包装里的小变换器，通常是指那些可以直接焊接在PCB 上的。现在，电源行业普遍标注的效率是在特定负载条件下可以达到的最高效率（尽管厂商的描述可能是“最高效率可以达到……”），模块生产厂商标注的效率仅仅是模块本身的效率。也就是说，这些文档没有说明

大部分应用(如果不是绝大部分的话)都需要额外的元件,电源系统才能正常工作——尤其是需要 EMI 滤波器。除非用户清楚这种情况,否则一定会对这种情况感到惊讶,购买一个模块后,还需要其他的部件,然后,发现这些额外的部件使得原本的非常出色效率指标大大下降。所有的模块供应商都使用这些有歧义的指标标注效率,否则会因为其产品数据表上的效率指标不如其他厂商而处于不利的位置。或许需要一个行业标准来规范这个问题了。

4.90%的效率已经相当出色

尽管没有通用的规则可以提供,下面的一些观点有助于了解满足一个特定的效率指标是相当困难的:

(1)如果变换器的输出电压小于 5V,输出二极管的损耗与输出功率成正比(由于二极管的通态压降几乎不变) 如果在小于 5V 输出电压的条件下效率必须大于 80%,可能需要采用同步整流技术。

(2)如果输出功率很小(< 1 ~ 2W),芯片的供电电流和门极驱动电流的损耗大小可以主导效率高低,在后面会详细地讨论。在这个功率等级下,70%的效率已经相当不错。为进一步提高效率,可能需要用到 CMOS 艺的 PWM,用二极管来取代同步整流管。

(3)更高的效率往往需要尺寸更大的磁性元件。

(4)在输入输出都是高压的变换器中,可以获得很高的效率。因为在相同的功率等级下,输出电流小,变换器的损耗一般与电流或者电流的平方成正比。

(5)在中小功率范围内,几乎没有变换器的效率可以超过 95%。下面的例子有助于理解。假设变换器的输入功率为 100W,如果变换器的效率是 80%,它的输出功率是 80W,内部损耗为 20W。如果效率提升 2%,达到 82%,输出就是 82W。换句话说,需要从 20W 损耗中节约 2W,占总损耗的 10%。另一方面,如果变换器的效率是 90%,其输出就是 90W,内部损耗 10W。如果效率提升 2%,达到 92%,输出功率为 92W,换句话说,需要从 10W 的损耗里节约 2W,占总损耗的 20%。显然节约 10%的损耗比节约 20%的损耗更简单。当效率超过 90%后,提高 2%的效率更加困难。这个例子的意思就是变换器能够达到 90%的效率已经非常不错。如果希望进一步提高效率,就需要开创性的努力了。

5.计算实例 1

在实际开始做交换器之前可以比较准确地估算出它的效率。事实上,如果需要得到很高的效率,效率估算是拓扑选择过程中的必要环节。如果选择的拓扑不合适,而在最后阶段需要提升效率,会导致费用很高(而且非常麻烦)。下面将对一个 10W 输出、工作在电流断续模式的隔离反激式变换器(如图 8 – 1 所示)为例进行效率分析。这里采用在第五章磁性元件设计中设计变压器的实例,因为在那里已经计算了变压器的损耗是 150mW。

在第五章中,主要参数为 :输入为恒定直流 48V,占空比 45%,开关频率为 250kHz。(如果考虑二极管的正向压降,占空比会稍微大于 45% ;这个细小的差别对变压器损耗基本没有影响。)对输出电压或变压器匝比,可以参考前面变压器设计部分。输出设定为

5V/2A，变压器匝比 10:1，可以确保变换器工作在断续模式，计算过程如下。

首先重新计算占空比 DC。在 2A 输出下，肖特基二极管的压降约为 300mV。输入的实际功率为(5V + 0.3V) × 2A = 10.6W。利用第五章的公式，占空比可以计算为：

$$DC=\frac{\sqrt{2LfP}}{V}=\frac{\sqrt{2\times 93\mu\text{H}\times 250\text{kHz}\times 10.6\text{W}}}{48\text{V}}=0.463$$

在这个占空比下，原边的峰值电流为：

$$I_{pk}=\frac{V}{L}\times \text{DC}\times T=\frac{48\text{V}}{93\mu\text{H}}\times 0.463\times 4\mu\text{s}=0.956\text{A}$$

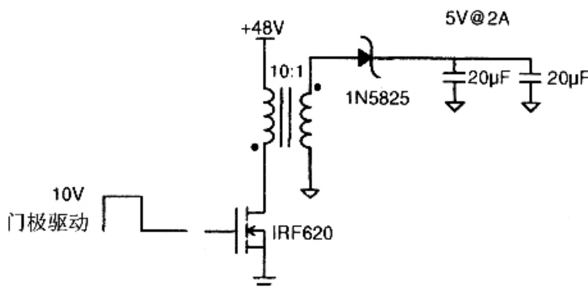


图 8－1　电流断续模式的隔离反激式变换器的功率级

电流的有效值为：

$$I_{\text{RMS}}=I_{pk}\times\sqrt{\frac{\text{DC}}{3}}=0.956\times\sqrt{\frac{0.463}{3}}=0.376\text{A}$$

由于变压器的损耗已知，首先需要计算的是MOSFET的损耗。在第三章已经讲到，MOSFET的损耗包括三个方面：导通损耗，$P_c = I_{\text{RMS}}^2 R_{\text{DS,on}}$；开关损耗，$P_{\text{SW}} = I_{pk}V_{pk}t_s f_s/2$；门极驱动损耗，$P_g = Q_g V_{fs}$。

在第三章中已经讲到，MOSFET的导通电阻 $R_{\text{DS,on}}$ 与温度有关。假设通过电源的热计算，MOSFET的管芯的温度是 60℃。IRF620 在 10V 门极电压和 25℃下的最大导通电阻为 800mΩ，其所有数据如图 8－2 所示。

实用提示：MOSFET的导通电阻 $R_{\text{DS,on}}$ 与温度的关系近似可用下式计算：

$$R(T)=R(25℃)\times(1.007^{T-25℃})$$

按照实用提示，在 60℃和 10V 门极电压下，MOSFET的导通电阻 $R_{\text{DS,on}}$ 为 800mΩ × 1.007^{35} = 1.0Ω。MOSFET的导通损耗为：$P_c = (0.376\text{A})^2 \times 1\Omega = 141\text{mW}$。假设开关时间为 50ns，开关损耗为 $P_{\text{SW}} = (0.956\text{A}\times 48\text{V}\times 50\text{ns}\times 250\text{kHz})/2 = 287\text{mW}$。由图 8－2 可知，IRF620 在门极电压为 10V、漏源电压为 48V 下，其门极电荷约为 9nC，因此门极驱动损耗为 $P_g = 9\text{nC}\times 10\text{V}\times 250\text{kHz} = 22\text{mW}$。MOSFET的总损耗为 $P_{\text{tot}} = 141\text{mW} + 287\text{mW} + 22\text{mW} = 450\text{mW}$。

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.29	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.80	Ω	V_{GS}=10V, I_D=3.1A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	1.5	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=3.1A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V_{DS}=200V, V_{GS}=0V
		—	—	250		V_{DS}=160V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	14	nC	I_D=4.8A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	3.0		V_{DS}=160V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	7.9		V_{GS}=10V See Fig. 6
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	7.2	—	ns	V_{DD}=100V
t_r	Rise Time	—	22	—		I_D=4.8A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	19	—		R_G=18Ω
t_f	Fall Time	—	13	—		R_D=20Ω ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	260	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	100	—		V_{DS}=25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	30	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	5.2	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	18		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T_J=25°C, I_S=5.2A, V_{GS}=0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	150	300	ns	T_J=25°C, I_F=4.8A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.91	1.8	μC	di/dt=100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

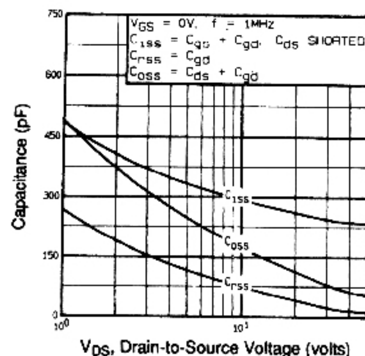
Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature

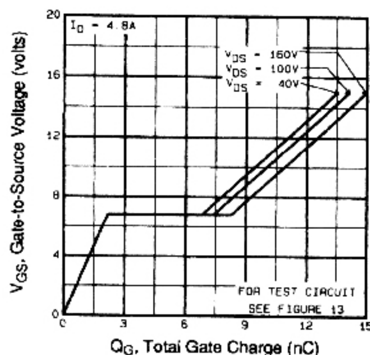
② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=6.1mH R_G=25Ω, I_{AS}=5.2A

③ I_{SD}≤5.2A, di/dt≤95A/μs, V_{DD}≤$V_{(BR)DSS}$, T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle <2%.



Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage



Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

图 8－2 IRF620 的数据表

二极管的损耗由二极管的正向压降和它的电流决定。在计算中需要注意的是，尽管在计算中二极管的电流是二极管平均电流（这里为 2A），正向压降应该是在导通时间内平

均电流(I_{pk}的一半)下的压降 V_f,而不是在平均电流下的压降。

副边二极管的电流由峰值 $I_{pk,secondary} = I_{pk,primary} \times$ 变压器匝比 $= 0.956A \times 10 = 9.56A$ 下降到0。根据前面的假设,肖特基二极管的正向压降是其在导通时间内平均电流,即其峰值电流的一半(9.56A/2) = 4.8A 下的压降 V_f,由图 8-3 可知,$V_f = 0.32V$ 因此,肖特基二极管的损耗为 $P = I_{avg} \times V_f = 2.0A \times 0.32V = 640mW$。注意这是变换器内迄今为止最大的损耗——二极管的损耗超过开关管将近 50%!这是断续模式的反激式变换器的最大缺点——在很小功率下电流也很大。在断续模式的反激式变换器中,没有二极管方向恢复损耗(作为改善因素),就算不使用肖特基二极管,在二极管加上反向电压以前,只要二极管的反向恢复时间足够快[也就是小于变换器关断时间,(4μs 减去开关管导通时间再减去二极管导通时间)],二极管的电流已经为零。其他拓扑的损耗可能与二极管的反向恢复时间密切相关。

最后,功率级的损耗还应计算输出电流纹波在输出电容 ESR 上产生的损耗(为简单起见,在本例中忽略输入电容、EMI 滤波器、熔断器等的损耗 这些损耗可以通过电流有效值的平方乘上各自的电阻计算)。在大部分变换器中,由于电感的滤波作用,电流纹波很小,输出电容的损耗可以忽略。但在断续模式的反激式变换器中,由于峰值电流很大,而且直接流入电容,因此不能忽略。为读者在后续的计算中的提供指导起见,在本例中将进行一个完整的计算。

首先,必须知道二极管的导通时间。为此,必须先计算变压器原边电流下降到零的时间(因为这个电流就是副边流过二极管的电流折算到原边的电流),这是由输出电压通过变压器匝比折算到原边的值决定的。具体讲,对 5V 输出而言,在肖特基二极管的阳极,实际上是 5.3V。这个电压折算到原边是 53V 直流输入(匝比为 10:1)。由于这个电压是加在变压器两端,是个交流分量 漏极电压不是 53V 而是 $V_{DS} = AC + DC = 53V + 48V = 101V$。因此电感电流(折算到原边)的下降斜率为 53V/93μH = 570mA/μs。从峰值电流 956mA 开始下降,在 $t = 956mA/(570mA/\mu s) = 1.677\mu s$ 后下降到零(磁芯复位)。从上面计算可以看出,变换器确实工作在电流断续模式,1.677μs 对应的占空比为 0.419,开关管的导通占空比是 0.463,开关管和二极管都不导通的时间为 $1 - (0.419 + 0.463) = 0.12$ 个开关周期。

采用上述方法计算二极管的导通时间尽管不是非常直观,但这是唯一的计算方法。

在计算电容的损耗时,注意只有电流的交流分量流过电容。输出二极管的电流和输出电流是 2A,输出电容电流如图 8-4 和图 8-5 所示,电流流入电容为正。如果二极管导通的电流为 9.56A,其中 2A 输出到负载,其余的流入到电容中 ;当二极管中没有电流时,电容提供 2A 的负载电流。由于 2A 的负载电流一直存在,二极管的峰值电流 9.56A 只有 7.56A 流入电容,并且随着电流的下降逐步下降到零,由前面的计算可知,二极管的导通占空比为 0.42。如图 8-5 所示,电容电流下降到零的时间计算与前面一致,其表达式为

$$t = L\frac{I}{V} = 93\mu H\,\frac{7.56A/10}{53V} = 1.33\mu s = \text{周期的 } 0.33$$

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

1N5823, 1N5824
1N5825

1N5823 and 1N5825 are
Motorola Preferred Devices

Designer's Data Sheet

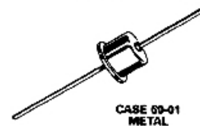
Power Rectifiers

... employing the Schottky Barrier principle in a large area metal-to-silicon power diode. State-of-the-art geometry features chrome barrier metal, epitaxial construction with oxide passivation and metal overlap contact. Ideally suited for use as rectifiers in low-voltage, high-frequency inverters, free-wheeling diodes, and polarity-protection diodes.

- Extremely Low v_F
- Low Power Loss/High Efficiency
- Low Stored Charge, Majority Carrier Conduction

SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS

5 AMPERE
20, 30, 40 VOLTS



CASE 60-01
METAL

Mechanical Characteristics:

- Case: Welded steel, hermetically sealed
- Weight: 2.4 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Polarity: Cathode to Case
- Shipped 50 units per tray
- Marking: 1N5823, 1N5824, 1N5825

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	1N5823	1N5824	1N5825	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	20	30	40	Volts
Non-Repetitive Peak Reverse Voltage	V_{RSM}	24	36	48	Volts
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	14	21	28	Volts
Average Rectified Forward Current $V_{R(equiv)} \leq 0.2\ V_{R(dc)}$, $T_C = 75°C$ $V_{R(equiv)} \leq 0.2\ V_{R(dc)}$, $T_L = 80°C$ $R_{\theta JA} = 25°C/W$, P.C. Board Mounting,	I_O	← 15 → ← 5.0 →			Amp
Ambient Temperature Rated $V_{R(dc)}$, $P_{F(AV)} = 0$ $R_{\theta JA}$ 25°C/W	T_A	65	60	55	°C
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase 60 Hz)	I_{FSM}	← 500 (for 1 cycle) →			Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range (Reverse Voltage applied)	T_J, T_{stg}	← −65 to +125 →			°C
Peak Operating Junction Temperature (Forward Current Applied)	$T_{J(pk)}$	← 150 →			°C

***THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.0	°C/W

***ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_C = 25°C$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	1N5823	1N5824	1N5825	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($i_F = 3.0$ Amp) ($i_F = 5.0$ Amp) ($i_F = 15.7$ Amp)	v_F	0.330 0.380 0.470	0.340 0.370 0.490	0.350 0.380 0.520	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current @ rated dc Voltage $T_C = 25°C$ $T_C = 100°C$	i_R	10 100	10 125	10 150	mA

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0% *Indicates JEDEC Registered Data for 1N5823–1N5825

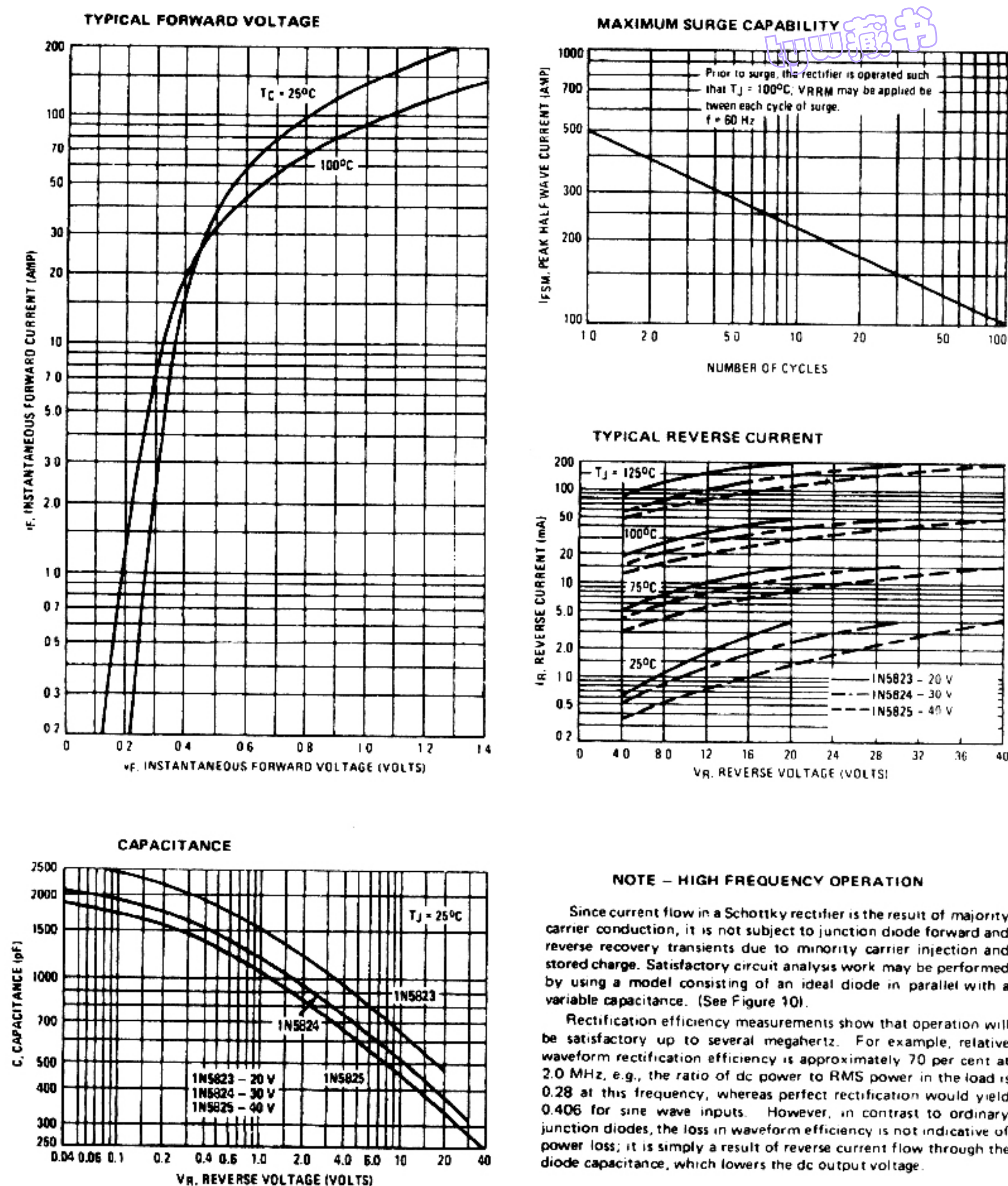


图 8－3　1N5825 的数据表

作为检查，计算电容的平均电流是否为 0：

$$I_{avg}=\frac{7.56\text{A}}{2}\times 0.33+\frac{-2\text{A}}{2}\times(0.42-0.33)+(-2\text{A})\times(1-0.42)=0$$

现在可以计算出电容电流的有效值(root－mean－square，RMS)。RMS值计算首先是电流的平方，因此对图 8－6 所示的交流电流是等效的，因为对一个负值的平方与对其绝对值的平方是相等的。根据波形，可以分段对每个电流波形计算有效值，第一个部分为：

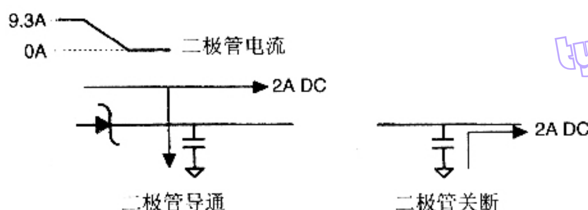


图 8－4　电流断续模式反激式变换器的副边的电流

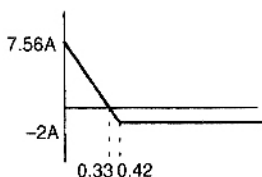


图 8－5　电容电流：二极管电流减去负载电流

$$I_1 = 7.56\sqrt{\frac{0.33}{3}} = 2.51\text{A}$$

第二个部分为：

$$I_2 = 2.00\sqrt{\frac{0.42 - 0.33}{3}} = 0.35\text{A}$$

第三个部分为：

$$I_3 = 2.00\sqrt{1 - 0.42} = 1.52\text{A}$$

总的电流有效值为：

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2} = 2.96\text{A}$$

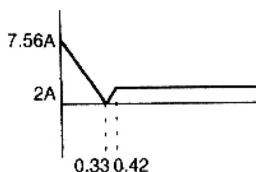


图 8－6　计算电流有效值时的等效电容电流

最后计算其损耗。假设输出电容为 2 个 20μF，ESR 为 10mΩ 的多层瓷片电容并联。(选择电容的依据是峰值电流为 7.5A，5mΩ 的 ESR 引起的纹波电压为 38mV，对 5V 输出而言是合理的)。电容中的损耗为$(2.96\text{A})^2 \times 5\text{m}\Omega = 43\text{mW}$，每个 21mW。如果选择的电容是很大的铝电解电容，ESR 是 25mΩ，其输出纹波电压会达到 190mV，损耗为 215mW，可能会导致电容过热。

变换器内的最后一个损耗源是 PWM 控制部分损耗，假设 PWM 控制部分由反激式变换器的一个 10V 辅助绕组供电（没有在图 8－1 中画出），其消耗的电流为 10mA（驱动电流已经在前面考虑了）。整流二极管的压降为 1V，PWM 部分消耗的功率为（10V＋1V）× 10mA＝110mW。

表 8－1　实例 1 变换器损耗

项目	损耗（mW）
磁性元件	150
MOSFET 导通损耗	141
MOSFET 开关损耗	287
MOSFET 驱动损耗	22
二极管	640
输出电容	43
PWM 控制部分	110
总损耗	1393

输出功率为 10W，输入功率为 10W 加上总损耗，效率为：

$$\eta = \frac{10\text{W}}{11.393\text{W}} = 88\%$$

在这个功率等级和这种变换器下，这个效率还是很好的。

在这个例子结束以前，对本例中的一些矛盾之处进行一个简单的解释。考虑输出功率和整流器损耗，起初假设变换器的输入功率为 10.6W。最后计算得到的输入功率为 11.4W，高出 800mW。为前后一致起见，可能需要重新在这个输入功率下进行损耗计算。很显然，计算的结果会与 88％的效率非常接近。由于两个输入功率的差仅为 800mW，在第二次计算时，增加的损耗大概可估算为 800mW ×（1－90％）＝80mW，基本可以忽略。

6. 计算实例 2

对相同的变换器，如果输出功率不是 10W，而仅为 1W（5V/200mA）。为简单起见，假设变压器的磁芯大小已经缩小合适的大小，但是电感量保持不变，只有相应占空比的变化，而且磁芯的损耗也保持不变；其他所有的元件均保持不变。重复刚才的计算过程，最终的效率为：

$$\eta = \frac{1\text{W}}{1.422\text{W}} = 70\%$$

值得注意（在轻载条件下，总体效率的下降是正常的）的是损耗的分布发生了变化（如表 8－2 所示）。在刚才的例子中，MOSFET 的损耗大概是二极管的三分之二（50mW < 640mW），因此考虑同步整流是有意义的。在这里，MOSFET 的损耗超过二极管损耗的两

倍(116mW > 44mW),因此同步整流只会令效率更低。

表 8-2　实例 2 变换器损耗

项目	损耗(mW)
磁性元件	150
MOSFET 导通损耗	4
MOSFET 开关损耗	90
MOSFET 驱动损耗	22
二极管	44
输出电容	2
PWM 控制部分	110
总损耗	422

实用提示 为避免单调的损耗计算,反复计算寻找最优值,可以将公式输入到电子计算表格,可以方便地进行参数变化。

7. 提高效率

从上面的两个实例可以看到,改善小功率和中大功率的变换器的效率的方法是完全不同的。对第二个例子,最重要的途径是降低MOSFET的开关频率,因为这可以降低开关损耗,但这会使所有元器件的体积增大,因此需要折中。提高中大功率的变换器效率的另外一个方法就是采用同步整流器。这对隔离型的拓扑是有一定难度的。只要可能,用MOSFET取代二极管、甚至肖特基二极管,可以降低损耗,从实例 1 看就非常清楚。对第一个例子而言,根本问题在于它是电流断续模式的反激式变换器,因此电流峰值大,在开关管和二极管中产生很大的损耗(如果输出电容的ESR没有那么小,损耗也很大) 选择不同的拓扑可以降低损耗,但是由于需要其他的元件会使成本增加。为了使得效率最高,必须避免一些附加损耗。例如,不使用假负载或者不需要的时候切断假负载,变换器工作以后切断启动电路。

对小功率变换器,提高效率就更加困难。降低开关频率依然是首选项,其次降低门极驱动损耗比降低开关损耗更有效。与刚才的大功率的变换器相反,在小功率变换器中采用同步整流的效率比采用二极管的效率更低。因为增加的门极驱动损耗可能超过降低的导通损耗。为克服这个缺点,现在的一些PWM控制芯片在轻载条件下降低开关频率。有些采用'脉冲频率调制'模式(pulse frequency modulation,PFM),此时只有当输出电压下降到某个值以下时开关管才导通。还有一些芯片在轻载下关闭同步整流,采用并联的肖特基二极管。

提高小功率变换器效率最后的方法就是降低芯片消耗的电流。一些控制芯片工作时

消耗的电流可达30mA，降低这个功率可以大大提高变换器效率。如在例子2中，芯片消耗的功率占总损耗的四分之一！

第二节　热管理

在变换器设计中，热管理是很重要的一个部分，这不仅仅是为了防止诸如元件过热这样明显的原因。下面将分析温度对元件寿命，进而对电源寿命的影响。另外，在家用场合，如果电源过热，消费者碰到电源外壳的手指可能会被烫伤。就算在某些场合热管理本身并不必要，但效率计算同样需要知道不同元件的温度，计算元件温度对确认有没有达到设计的效率是非常关键的。

1. 元件寿命与温度

电源中每个元件的预计寿命与它的温度相关，温度上升，预计的寿命会下降。这个关系直接影响变换器在现场的故障率，特别是某些元件运行在它们的额定极限温度时。

实用提示 根据经验，元件的温度每下降20℃，寿命增加一倍。如果额定温度105℃下寿命为2000小时的电容，在25℃下的寿命为：

$$2000\text{h} \times 2^{(105℃-25℃)/20℃} = 32000\text{h} \approx 4\text{ 年}$$

在电源设计中，与运行寿命与温度相关最明显的、最容易损坏就是铝电解电容。如第3章和上面的实用提示中所述，铝电解电容在它的额定温度下的寿命很短，其额定温度一般是85℃或者105℃，别忘了2000小时还不到3个月呢。

实用提示 在大部分的电源中如果需要用铝电解电容，尽量使用105℃的品种；在大部分情况下，这些元件应该具有2000小时或者更好的5000小时寿命。还可以考虑使用铝电容。

作为有利因素，电源个会全大24小时工作在最高温度情况下。如果能够估计电源在不同温度下工作时间的比例，可以更好地估算出电容的寿命。

如何证明铝电解电容已经达到使用寿命？作者曾经将一个有铝电解电容的电源在高温环境下运行1年。在1年中，铝电解电容的ESR会增加，起初比较缓慢，后来迅速增加。1年结束后，电容的ESR变得很大，使得输出电压纹波大大超过技术指标。因此，超寿命使用电容会使电源达不到要求的技术指标，甚至损坏由它供电的器件。

另外一个需要考虑的就是芯片的温度等级。一般芯片有3种温度等级：民用级，温度范围是0℃到70℃；工业级，温度范围为-40℃到85℃；军品级，温度范围是-55℃到125℃。当然芯片制造商不会针对不同的应用生产不同的晶片，其差别在于封装材料（民

用级或者工业级是塑封的，军品级是陶瓷材料封装的）和元件测试的温度，可以保证其在超过温度范围时还可以运行。因此，在 90℃下民用级的芯片工作可能不会有任何问题。但是，对最差情况分析会有一点问题，MTBF会变差（如前面所述）。如果芯片确实失效了，制造商没有任何责任。

最后值得讨论的是MOSFET的温度。在本章前面的计算中，假设MOSFET的稳态运行温度为 60℃，在这个温度的基础上计算其损耗。但是，MOSFET的导通电阻与本身的温度有关，因此其损耗也与温度有关，反之温度又与损耗有关。因此，如果MOSFET的损耗足够大导致温度上升，温度上升导致导通电阻增大，进而导致损耗增加，很快会导致器件温度超过其额定值。这种热失控的最终结果就是器件失效。

综上所述，所采用的元件的温度等级最好能够承受元件需要达到的温度值。另外一方面，元件的温度等级不同其价格也不同——民用级与工业级的价格相差不是太大，但工业级与军品级的价格相差非常大。因此，降低变换器内部的温度是十分必要的，不仅仅为维持交换器的寿命，而已对成本影响很大。

2. 模块

说到元件温度时，又需要讨论变换器模块的问题。前面提过，制造商往往标注不合实际的效率指标，出于同样的原因，他们也会给出不符实际的模块输出功率估算值。模块输出功率的限制受限于模块内部产生的热量，这两者是成正比的。问题在于当用户将模块焊接在印制板上试图输出额定功率时，模块可能烧毁。仔细检查模块的数据表会发现，额定输出功率只有在外加散热模块时才可以，散热器的体积超过了模块本身！因此，低高度小尺寸的模块突然之间高度增加一倍，或者选用额定功率远大于应用场合需要的模块，价格也会更高。

3. 美国军标 MIL – HDBK – 217

在讨论完温度对变换器寿命的各种可怕影响后，读者也许会问是否存在一种方法可以计算MTBF指标来验证设计是不是达到预定的寿命指标呢？一种标准的方法就是采用美国军标 MIL – HDBK – 217（简称 217 标注）。美国军方有一个长期进行的项目，统计许多通用元件的故障率，以比较实用的形式将这些信息收集到这本手册中，并定期更新（MIL – HDBK – 217F 的字母 F 表示这是第 6 个版本）。下面首先进行一个简单的实例计算，然后讨论使用 217 标准的一些应该注意的事项。

4. MIL – HDBK – 217 标准 举例

作为 MIL – HDBK – 217 标准的简单实例，假设现在需要计算 3 个并联铝电解电容系统的 MTBF 指标。217F 标准关于铝电解电容的有两个部分，其中一个是‘非确定的可靠性’（即商用部分），这里采用这个部分。

如图 8 – 7 中所示，铝电解电容的 λ_p，（每百万小时故障）是 4 个因素的乘积。第一个因素是基准失效率 λ_b，与电容的温度等级有关。假设电容的温度等级是 105℃，从图 8 – 7 中的针对 λ_b 的表格（最大额定 $T = 105$℃部分），假设在电容的寿命时间内的平均温度为 60℃（使用平均温度而不是最高温度）。217F 标准还需要电容上的‘应力’，其定义为电容

上运行时的电压与额定电压的比值。假设电容的额定电压为 5V，稳态运行下的电压为 3.5V，它的应力为 $S=0.7$。（与上面类似，电压是平均电压而不是最大电压。）查表可以得到 $\lambda_b=0.14$。

10.14　CAPACITORS, FIXED, ELECTROLYTIC, ALUMINUM

SPECIFICATION	STYLE	DESCRIPTION
MIL-C-39018	CUR and CU	Electrolytic, Aluminum Oxide, Est. Rel. and Non-Est. Rel.

$$\lambda_p=\lambda_b\pi_{CV}\pi_Q\pi_E \text{ Failures}/10^6 \text{ Hours}$$

Base Failure Rate - λ_b
(T = 85°C Max Rated)
(MIL-C-39018 Style 71)

T_A (°C)	Stress .1	.3	.5	.7	.9
0	.0095	.011	.019	.035	.064
10	.012	.015	.024	.046	.084
20	.017	.020	.033	.062	.11
30	.023	.028	.046	.087	.16
40	.034	.042	.068	.13	.23
50	.054	.065	.11	.20	.36
60	.089	.11	.18	.33	.60
70	.16	.19	.31	.58	1.1
80	.29	.35	.58	1.1	2.0

$$\lambda_b=.00254\left[\left(\frac{S}{.5}\right)^3+1\right]\exp\left(5.09\left(\frac{T+273}{358}\right)^5\right)$$

T = Ambient Temperature (°C)

S = Ratio of Operating to Rated Voltage

Operating voltage is the sum of applied D.C. voltage and peak A.C. voltage.

Base Failure Rate - λ_b
(T = 105°C Max Rated)
(MIL-C-39018 Styles 16 and 17)

T_A (°C)	Stress .1	.3	.5	.7	.9
0	.0070	.0084	.014	.026	.047
10	.0085	.010	.017	.031	.057
20	.011	.013	.021	.040	.072
30	.014	.017	.027	.051	.094
40	.019	.022	.037	.069	.13
50	.026	.031	.052	.097	.18
60	.038	.046	.076	.14	.26
70	.059	.071	.12	.22	.40
80	.095	.11	.19	.35	.64
90	.16	.20	.32	.61	1.1
100	.30	.36	.59	1.1	2.0

$$\lambda_b=.00254\left[\left(\frac{S}{.5}\right)^3+1\right]\exp\left(5.09\left(\frac{T+273}{378}\right)^5\right)$$

T = Ambient Temperature (°C)

S = Ratio of Operating to Rated Voltage

Operating voltage is the sum of applied D.C. voltage and peak A.C. voltage.

Base Failure Rate - λ_b
(T = 125°C Max Rated)
(All MIL-C-39018 Styles Except 71, 16 and 17)

T_A (°C)	Stress .1	.3	.5	.7	.9
0	.0055	.0067	.011	.021	038
10	.0065	.0078	.013	.024	.044
20	.0077	.0093	.015	.029	052
30	.0094	.011	.019	.035	.064
40	.012	.014	.023	.044	.080
50	.015	.019	030	.057	.10
60	.021	.025	.041	.077	.14
70	.029	.035	.057	.11	.20
80	.042	.050	.083	.16	.28
90	.064	.077	.13	.24	.43
100	.10	.12	.20	.38	
110	.17	.21	.34	.63	
120	.30	.37	.60	1.1	

$$\lambda_b=.00254\left[\left(\frac{S}{.5}\right)^3+1\right]\exp\left(5.09\left(\frac{T+273}{398}\right)^5\right)$$

T = Ambient Temperature (°C)

S = Ratio of Operating to Rated Voltage

Operating voltage is the sum of applied D.C. voltage and peak A.C. voltage.

图 8-7　MIL-HDBK-217F 对铝电解电容器的可靠性数据

MIL-HDBK-217F

10.14 CAPACITORS, FIXED, ELECTROLYTIC, ALUMINUM

Capacitance Factor - π_{CV}

Capacitance, C (μF)	π_{CV}
2.5	.40
55	.70
400	1.0
1700	1.3
5500	1.6
14,000	1.9
32,000	2.2
65,000	2.5
120,000	2.8

$\pi_{CV} = .34C^{0.18}$

Environment Factor - π_E

Environment	π_E
G_B	1.0
G_F	2.0
G_M	12
N_S	6.0
N_U	17
A_{IC}	10
A_{IF}	12
A_{UC}	28
A_{UF}	35
A_{RW}	27
S_F	.50
M_F	14
M_L	38
C_L	690

Quality Factor - π_Q

Quality	π_Q
S	.030
R	.10
P	.30
M	1.0
Non-Est. Rel.	3.0
Lower	10

图 8－7(续)

第二个因素是电容量系数 π_{CV}。假设每个电容的电容量是 1000μF，但是表格中没有 1000μF 这个项，可以通过公式计算：

$$\pi_{CV} = 0.34C^{0.18} = 0.34(1000)^{0.18} = 1.18 \approx 12$$

由于表格中对电容量系数 π_{CV} 都精确到两位有效数字，也就暗示了这个公式的精度。

第三个因素是品质系数 π_Q，比较简单，由于是商用的电容器，具有最低的品质因素 10。

第四个因素是环境系数 π_E，所有的商用电源都工作在良好的条件下，因此而 $\pi_E = G_B = 1.0$。

5. MIL－HDBK－217 标准 讨论

应用 MIL－HDBK－217 可能会存在一些问题。由下手册是针对军用设备设计的，可能不如期望的那样包含诸多的商用元件参数。实际上，有时必须猜测哪个部分可能最接

近实际设计的情况，就像刚才的例子中一样。

有时人们会争论由217标准计算MTBF指标是不是太严格。因为根据Bellcore公司的可靠性手册可以得到长得多的设计寿命。依据作者自己的经验，217标准的估算是比较符合实际的。当交换器的需要这样那样的MTBF指标，需要小心验证。制造商采用217标准而不是其他的方法（比如想像），根据实际的应力来计算，不是采用'元件数'的方法，元件数的方法是基于设计中可能被采用的一些类型的元件的数量总和来估算。元件数的方法只能对可靠性进行初步估算，在设计完成后不能用来计算MTBF指标。

如本书中到处出现的注意事项一样，在采用217标准的程序来计算MTBF指标时，也必须谨慎。此类软件可以避免枯燥的计算，但是需要确认程序中的每一个公式都是正确的。在采用此类软件之前，最好对每类元件手上计算后进行检查。

6. 温度计算

在对温度进行所有讨论后，现在可以计算实际元件的温度。给定一个元件的功耗和热阻，计算是显而易见的。事实上热特性与电特性有类似之处，如表8－3所示。（机械工程师采用其他的单位，电气工程师避免混淆的方法就是不要将这些单位换算为这里使用的单位。）由于具有相似性，如果有两个热接触面串联，那么热阻就是相加。

实例

在效率计算的计算实例1中，IRF620在60℃下功耗为450mW。从它的数据表（图8－2）可知，其结与外壳（就是实际管芯到TO－220封装外壳的）的热阻为Θ_{JC} = 2.5℃/W，壳到散热器（就是从TO－220封装的外壳经过散热垫片到散热器）的热阻是0.5℃/W，假设散热器到温度固定在45℃的某个点的热阻是40℃/W。根据与电路的相似性，就是一个幅度为450mA的电流源，通过3个串联的电阻，大小分别为2.5、0.5和40Ω，流到一个45V的电压源。显然，电阻的最高处的电压为45V + 450mA × (2.5Ω + 0.5Ω + 40Ω) = 64V，即64℃。在这个例于中，管芯的温度只比外壳高1度，但不是所有的情况都是这样的。

表8－3　热与电气特性的对应关系

热	单位	类比	电	单位
温度	℃(度)		电压	V(伏)
热源	W(瓦)		电流	A(安)
热阻	℃/W(度/瓦)		电阻	Ω(欧)
热容量	J/℃(焦/度)		电容	F(法)
热时间常数	s(秒)		*RC* 时间常数	s(秒)

热特性与电路的相似性可以扩展到热容量上，尽管指定热时间常数，或者是一张热阻与时间的函数图表更有用。

实例

假设 IRF620 的功耗为 10W。显然，温度会很快上升使器件失效，因为 45V + 10A × (2.5Ω + 0.5Ω + 40Ω) = 475V，即 475℃！但是，假设 10W 的功耗仅持续 100μs，然后功耗回到 450mW。热响应的曲线（图 8 – 2）显示 100μs 的单个脉冲的热阻相当于稳态下的 1/10。假设系统其他部分的热时间常数保持不变，在这段时间结束后，温度上升为 64V + [10A × (2.5Ω + 0.5Ω + 40Ω) × 0.1] = 107V，即 107℃，完全不超过器件可以承受的值。从这里可以计算出热容量，由于热阻是 2.5℃/W。热容量必须为 $C = t/R$ = 100μs/(2.5℃/W) = 40μJ/℃。

正是由于热容量的缘故，绕线电阻中的瞬时功率可以远大十其稳态功率，如第 3 章所述。

7. 散热器等

从元器件中带走多余的热量（除对流外，辐射基本可以忽略）的传统方法是采用散热器（即传导）。散热器提供除对流外的另一个途径，类似于在第一个电阻上再并联一个电阻，减小了总电阻值，温升也就下降了。

最便宜的散热器就是一片金属片，通常钝化后用一个夹子或者螺丝（有各种形状和尺寸）贴在元器件的后面进行散热。（用螺丝的方法散热效果比夹子好，因为夹子提供的压力相差较大。但是螺丝固定的方法需要额外的元件和人工。）由于器件的散热片或者散热器的表面不一定非常平整，在贴到散热器上之前，通常需要用一些散热剂（如导热硅脂）涂在器件的后面。这些散热剂会填补空隙，降低总的热阻。但是这些散热剂通常很脏，会粘在所有东西上，因此一般不会在生产线上使用。

实用提示 通过螺丝将元件固定在散热器上，如果用力过猛，金属会弯曲（类似于弧形），会在元件和散热器之间留下缝隙，使散热效果变差。通常元件封装会规定可以施加的最大扭矩，有的螺丝起子可以测量扭矩，当扭矩达到设定值时，螺丝起子停止转动。

金属的散热器与电路需要电气隔离，因为散热器可能需要接地，例如，接外壳。可以通过在器件和散热器之间放置绝缘体来绝缘。最通常的绝缘材料是带弹性的绝缘材料，叫Silpad。另外就是用云母片或者氧化镇。后者很少采用，因为散热器变为粉末时会产生有毒的被粉尘（如果不将氧化铍碾碎，就没有关系）。

对如 TO – 220 这样的封装用散热器非常有效。但对表面贴装元件安装散热器就不是很好。当采用表面贴装的MOSFET时，这些开关管散热的主要途径就是通过各自的引脚，这大大限制了这些元件在大功率变换器中的应用。通过在封装体的下面走一条比较粗的线可以在一定程度上改善散热差的情况。但是制造商通常不标注管芯到封装体的热阻。

如果变换器的热问题不能通过散热器的方式解决，还有一些更加复杂的方法，如使用风扇或热管。这些方法不但成本高，而且很难计算它们的效果，例如，己知一个风扇的转速和空气流量，并不能知道它对某个元件的散热效果，因为到这个元件的风可能被其他元件挡住了。通常，这些问题应该由对这个领域有专业知识的机械工程师来完成。

8. 有限元分析

变换器的热性能还可以通过计算机软件进行评估。有许多专门的有限元分析(Finiteelement analysis,FEA)软件可以实现这个功能。本质上,这些软件通过将变换器划分为很多的小块,使得它们同时相互作用来得到变换器内部的温度分布,与电路中对电阻网络进行仿真处理类似。在知道热容量的前提下,FEA 软件甚至可以对动态特性进行分析。

事实上,通过与电路类似的方法,可以设计一个程序将这个模型变成SPICE模型(或者直接采用SABER的混合模式仿真)。研究研究这种程序与通常使用的那些非常昂贵的热分析软件相比计算(以及经济)效率如何,也是一件很有意思的事情。

第九章 实用 EMI 控制方法

第一节 概 述

电源工程师最不希望的事情之一就是设计一个有 EMI 要求的电源。在这种情况下，大致的时间顺序就是：

设计一个电源符合其他所有技术指标。

在样品试制完成后，测量电磁噪声，发现超出规定的范围。

在输入加上一些电感和电容，发现没有任何作用。

从其他工程师那里得到一些建议，发现这些建议也没有作用。

聘请一个顾问，告诉你需要重新画印制板，但是机械设计已经在 CAD 上完成了。

听起来非常熟悉是不是？鉴于一些书本往往只提供一些一般性的建议，本章将提出一些实用的建议，使通过这些指标更加容易。

首先要澄清有关 EMI 的一些术语。EMI（electromagnetic interference，电磁干扰）指来自一个器件或者系统的电噪声引起另外一个器件或者系统不正常工作；但是现在这个术语通常指噪声，无论它是不是引起其他问题。关于噪声的确切含义将在下面讨论。其他与之有关的重要术语还有 EMC（electromagnetic compatibility，电磁兼容），它是指两个或以上的系统在存在相互的噪声的情况下可以同时工作的条件；敏感度（susceptibility）是衡量多少噪声可以使一个给定系统产生混乱；EMV（electromagnetic vulnerability，电磁易扰性），敏感度的另外一种叫法，其含义与灵敏度一致。

关于EMI的书非常多，因此不可能在本章中包含所有的主题。为此，本章主要专注于电源产生的EMI，尤其是一些实用知识，如EMI来源、如何测量以及如何解决，或者更进一步，如何避免。在本章中，关于电磁灵敏度（电源通常是整个系统的噪声源）和电源对瞬态的响应和保护将略过不谈（在被污染的环境中保护电源以及一定程度上防止电源被环境损坏，其采取的措施相似）。在瞬态比较严重的场合，瞬态保护往往是独立于电源之外的独立部分。本章内容不需要很全面，如果遵循这里的实用规则，就可以轻松满足最严格的EMI要求。噪声控制不能像变魔术一样。

1. 辐射和传导

EMI噪声最基本的分类应该是传导噪声和辐射噪声，就是由导体携带的噪声和与导

体无关的噪声。称为‘辐射’噪声或许不是十分恰当。测量通常在距离电源一米或者几米的地方进行，在频率较低时，这就是近场信号，也就是所测量的信号是电磁场中不会传递到无穷远处的部分（可以将能量传递到无穷远处的叫发射）。

对于辐射噪声，能采取的措施不是很多，事实上，当其辐射到系统之外时就没有任何办法了。所以我们的目标首先是避免产生它，对不可避免的噪声保证其不会泄漏到电源外部。避免产生辐射噪声的措施与下面要讨论的避免产生过大的传导噪声的方法是一样，如将开关器件贴在接地导体上，将电源的输出线与返回线成对，等等。需要说明的是，辐射的噪声必须通过天线才能辐射出去（注意，进入电源或者离开电源的电线），因此如果天线上没有信号（没有传导噪声），也就没有辐射噪声。

2. 辐射噪声的处理办法

如何处理辐射噪声是个很有意思的问题。首先检查每个进入或者离开电源的电线（包括功率和信号）是不是与其返回线配对，这是最常见的问题，也是最简单的处理方法。“配对”的意思是电线及其返回线在离开电源、在到达目的地的过程中或者离开EMI测试室都非常靠近，配对非常重要，因为信号大小（这里指噪声）直接与信号线的环路面积有关，两根信号线越接近越好，采用双绞线可以使面积和噪声最小。最不希望的事情就是将单根信号线接到某处的一个仪器。正确的方法是将这个信号线和它本身的地线一起引出，就算这个信号线没有高频信号，或只有直流信号。因为在电源内部，噪声可以耦合到这个信号线上，使它会成为一个天线。

处理辐射噪声的另外一个简单方法就是看外壳有没有密封。电源外壳周围应该有金属层，就算仅仅是为获得一个接地点，塑料没有任何功能（也不能作为接地点）。由于频率（单位为赫兹）、波长（单位为米）与光速的关系为：

$$\lambda = \frac{300\ 000\ 000}{f}$$

考虑四分之一波长的天线，1cm 的孔可以让频率大于 600MHz 的信号自由通过，可能会泄漏部分频率大约为其十分之一的信号。1cm 的孔不一定需要圆形，一个 1cm 的缝隙（如图 9－1 所示）比 1 个 1cm 的孔可以泄漏得更多。这些孔应该只在电线进出的地方存在。

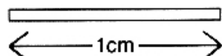



图 9－1　1cm 的缝隙可以通过最低达 60MHz 频率的信号

通过将系统放入EMI密封的外壳中控制辐射后，唯一的辐射源是进入或离开外壳的电源和信号线。由于电源线的传导噪声需要控制，这些措施也可以控制辐射噪声。因此，辐射源只剩下信号线。一般会考虑对信号线使用滤波，从带有高频信号的信号线开始，如数字时钟。但是由于电源内部的噪声耦合，静态信号线也有可能会引起辐射问题，当这些静态信号线在到达其出口（入口）途中，不同器件向它辐射，这些信号线也带有噪声，当它

们离开外壳时就成为是天线,向外辐射噪声,在大多数情况下,应该对所有信号线都采用带滤波器的连接器。

3. 外壳材料

从实用的角度讲,只要电源的外壳是金属的,具体的材料没有太大的影响。由于成本的关系,外壳大部分采用铝。当出现 EMI 的问题时,可能会尝试采用 Mu 金属(一种镍铁合金,77%的镍,15%的铁,还有一些铜和钼)外壳。Mu 金属外壳可以屏蔽低频磁场,这种材料很贵,而且难以机械加工。尽管这种方法可以奏效(最佳的效果就是两层铝央一层 Mu 金属,铝接地),但是如果已经考虑了功率线和信号线的辐射问题,就没有必要采用这种材料。

实用提示 :首先控制传导噪声,这个可以消除大概 80%左右的辐射问题。注意信号线的辐射问题。如果你的顾问建议采用 Mu 材料,不用考虑,直接更换顾问。

4. 共模和差模

现在讨论传导噪声,传导噪声通常有两种类型 :共模和差模。两者的区别是 :差模(如图 9-2)指噪声流过一条功率线后从另外一条(中线)返回,而共模是指噪声同时从两条功率线流过并从大地返回。

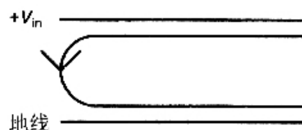




图 9-2 差模噪声从一条功率线流到另一条功率线

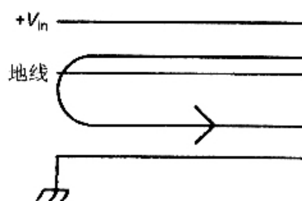




图 9-3 共模噪声从两条功率线流到大地

5. 地线和大地

“我想地线和大地是一回事情,就是我电源后面的那根黑线。”

就算是实验室的供电,地线和大地也不一样。一个好的实验室供电会有第三个接线端,就是大地。电源的输出与交流输入隔离,如图 9-4 所示。大地一般接电源的金属外

壳，有些情况下或许会将地线和大地在接线柱处接在一起。这样做是不必要的，通常也不希望这样做。

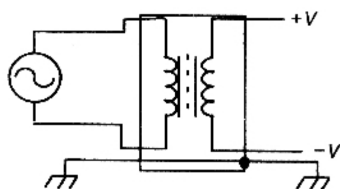


图 9－4　实验室供电应该将地线与大地分开

在一个交流系统中，地线和大地只在直流的意义上是一样的。美国配线法规要求两者在供电线路进入建筑物处短接，这距离内部的供电系统可能有很长的距离。在这种情况下，在 EMI 所关心的频率下，大地和地线是相互隔离的。这样，讨论从输入和地线流到大地的共模噪声才有意义。为清楚起见，归纳如下：

差模电流从＋V 流向－V，如图 9－4 所示，就像正常的传递功率一样。

共模电流同时从＋V 和－V 流向大地，不传递任何功率。

6. 军用和商用测试方法

在开始测试之前，需要指出的是系统要满足何种EMI测试，也就是说，采用何种测试方法。

任何 EMI 测试的目的就是确保电源产生的噪声不会引起其他系统的设备的故障（收音机、车库大门、直升机导航系统）。但是军用和商用规定有不同的测试技术以及噪声定义，有时正好相反，对噪声源而言，这会在一定程度上影响到改善的措施。

在开始按照军用要求进行测试之前，美国军标 MIL－STD－461 要求输入的电源线和地线通过一个高质量（ESR 非常小）的 10μF 电容耦合（交流耦合）在一起后再开始测试，然后测试每根线中的电流，对各个频率下电流的大小有相应的规定和要求。

相反，商用测试（美国的 FCC、欧洲的 VDE 以及其他）要求电源线和地线通过一个在所有频率下基本恒定的 50Ω 阻抗完全隔开（这个阻抗匹配的盒子叫线路阻抗稳定网络，缩写为LISN）。然后测量每根线中的电压大小，对各个频率下电压的大小有相应的规定和要求。

即使两者看起来完全相反，军用要求测试电流，商用要求测试电压，两者还是相互关联的，因为军用测试中需要测量的电流流过 50Ω 的阻抗产生商用测试中需要测试的电压信号。但是，为满足这些标准的一些技术，在某种意义上，正好是互为镜像，如下面所述。

第二节　如何从差模中分离共模

在前面的两种测试方法中都没有提到测量接地线中的电流。这是因为在大地中的电

流对任何系统都没有实际影响。由于每次测量只测量一根线中的电流，差模噪声和共模噪声是混合在一起的，如图 9－2 和图 9－3 所示，考虑输入电源线，测试这条线中的噪声信号时同时包含了共模噪声(与大地构成回路)和差模噪声(与地线构成回路)。正是这种“部分测量方法”导致了 EMI 烦人的特性，在某个频率下消失，但在另一个频率下又出现。增加一个差模滤波器来减小差模噪声可能导致共模噪声增加，反之亦然。(曾经有一个技术员告诉作者，EMI 就像一个气球，你压住一个地方，它会在另外一个地方鼓出来)。当然，共模噪声和差模噪声实际上是相互独立的，为满足技术指标，必须对两者都进行控制。

如何分别测量出差模和共模信号，这样，可以对每个分量单独设计合适的滤波器。分别测量每个分量比较简单，尤其是针对军用测试方法。如图 9－5 所示的测量共模电流的方法，需要同时测量流过两根线中的电流(同相)，只需要将电流探头同时套在两根线上。为测量差模电流，需要测量流过电源线并从地线返回的电流，两根线中的电流方向正好相反，如图 9－6 所示。因此需要将地线折返一下，其中一条地线中电流方向与电源线中的一致，测量这根地线与电源线中的电流就是差模电流(图 9－6 中的虚线部分表示这部分地线不在电流探头内)。

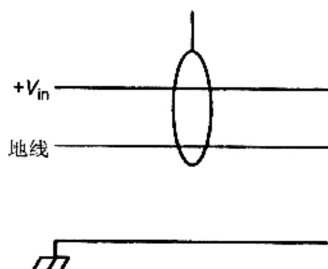


图 9－5 测量共模电流

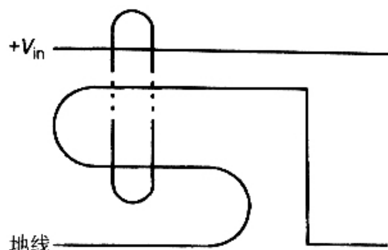


图 9－6 测量差模电流，不包括共模电流

尽管最近李教授等人提出了通过变压器耦合实现的等效方法，但采用商用测量方法时，测量就没有这么方便。但正如上面所述，这个电压和电流存在一定的对应关系，因此仍然可以采用类似于军用测量方法的手段来测量。采用前面的方法测量共模和差模电流，共模电流与差模电流的比例反映了共模电压与差模电压的比例。因此采用商用方法

测量出电压噪声,就可以分离出共模噪声和差模噪声,然后设计合适的滤波器。

实例

如果在 100kHz 下测得的共模电流是 300μA,相同频率下测得的差模电流是 3mA。差模与共模的比例是 10∶1。在 100kHz 不测得的总的电压噪声是 101dBμV = 110000μV = 110mV。大概差模噪声为 100mV,共模噪声为 10mV,因为两者的比例 100mV/10mV = 10∶1 符合前面的比例,噪声总和正好是 110mV。

第三节　噪声来源

控制噪声的第一步就是了解噪声来源 就是什么元件产生的噪声以及噪声如何引入到被测量的电线中。从噪声源的观点看,合理的安排电路结构来防止噪声泄漏到测量端是最佳的办法 通过滤波的方式来抑制噪声是次优的方法。

1. 开关波形

开关电源中传导(以及辐射)的主要噪声源毫无疑问就是开关过程。在开关过程中包含了电路中最大的功率(也就是电流)以及最大的电压变化率 dV/dt,同时也包括了电路中的最高频率成分,如MOSFET的开关速度为 50ns,其基波的频率大概在 1/50ns = 20MHz,同时还包括它的奇次谐波成分(60MHz,100MHz 等)。同样是为减小开关损耗,希望二极管的开关速度越快越好,其引起的频谱也与之类似。

事实上,只需要检查变换器的功率电路中哪个元件是最可能的主要噪声源,开关管或者整流二极管(或同步整流管)。如果副边有电感,噪声频谱中的高频部分一般不会传递过去(尽管辐射仍然存在),因此二极管以后的电路一般噪声都比较小。而且如果变压器设计比较好,磁性材料可以起到部分屏蔽的作用,一般也不会产生严重的噪声。

2. 电容耦合

确定了电源的主要噪声源(如图 9-7 所示)后,就可以考虑如何降低其产生的噪声。前面提到为降低损耗,开关速度一般要求很快,所以也不希望采用任何可能降低变换器效率的方法。

由于噪声是高速开关引起的,很容易联想到采用谐振变换技术,在这类变换器中开关损耗很小(在开关时刻,开关管或二极管的电流和电压中的一个为零或者同时为零)。这个想法听上去很好,但正如第 2 章中所述,谐振变换器的缺点大大超过其带来的噪声小的优点。而且绝大部分谐振变换器的开关频率随着输入和负载的变化而变化,引起噪声频谱的变化,要滤除这些频率变化的噪声相对比较困难,难度甚至超过定频的硬开关变换器。与前面的结论一样,在实际中应避免使用谐振变换器。但采用准谐振变换器可以同时具备两者的优点,它具有了软开关的优点,同时又具有固定的频谱。

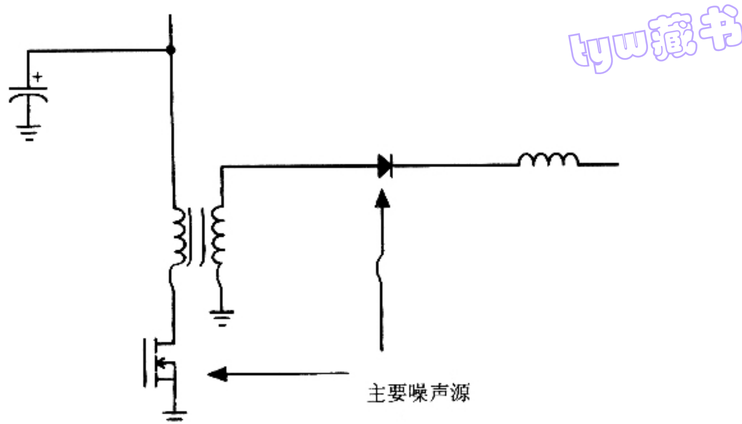


图 9－7 开关电源的主要噪声源

虽然如此，如果仔细考虑开关噪声是如何传递到外部以及测量端的机理，在一个高速的硬开关电路中也可以很好地控制噪声。最明显的部分就是变换器以开关频率从输入端吸取的电流。除选择合适的拓扑使得变换器工作在连续模式而不是断续模式(可以降低电流的峰值)外，滤波是唯一的选择，这个将在后面讲述。不太明显的部分，但也是噪声传导的主要机理之一，就是开关波形通过电容耦合到大地，传导路径如图 9－8 所示。

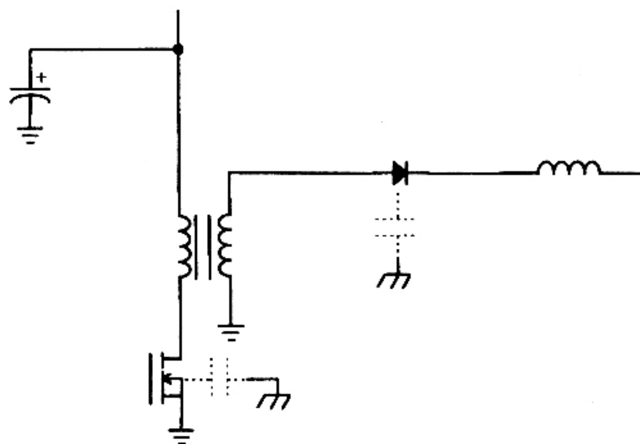



图 9－8 开关管和二极管通过自身的寄生电容耦合共模噪声

开关器件一般安装在电源的外壳上用来散热，外壳一般接大地。由于管芯和外壳的距离非常近(如MOSFET外壳的厚度)，而且面积比较大，两者之间电容比较大，这个电容可以将高频信号引到大地。这个信号再通过电源线和地线形成回路，这就是共模噪声。

最好的策略是减小这种耦合而不是采用信号滤波，也就是说，减小与大地之间的电容。这个电容的面积由封装大小决定，但距离可以改变。可以在器件外壳和电源外壳之

间加入导热绝缘垫片，最好是具有低的电介常数。一般都采用硅胶和氧化铍。通过这种减小耦合电容的方法可大大减小共模噪声。另外，对隔离的电源，可以通过两个串联的电容来减小原副边间的噪声传递，其传递途径为二极管到外壳，然后从外壳到MOSFET。

第四节　布板

在前面讨论了噪声的来源，下面将讨论噪声控制的另一个方面，也就是，通过元件摆放和印制板走线来防止噪声干扰电源中电路的正常工作。这种干扰有时非常严重，甚至使得电源不能正常工作。在这一节以后，本文将讲述滤波。

1. 信号地和功率地

信号地，根据定义，就是流过小电流的地线；功率地，就是流过大电流的地线。这不是定量的两个概念，在实际电路中，这两个概念会更加清楚，对 PWM 芯片产生时钟信号的电阻的地线就是信号地，功率 MOSFET 的源极接的地线就是功率地，等等。

将信号地与功率地分开是保证在所有设计时期电源良好工作的基本要求。这样可以省去在通用板上调试时的许多问题，可以为印制板省去许多信号的滤波以及调试时间。原因非常清楚，如图 9－9 所示。

任何走线（电线、甚至地平面）都有一定的电阻和电感。

实用提示：在室温下，印制板线的电阻近似可以用以下公式计算

1 盎司铜皮：$R = 0.5\text{m}\Omega \times$ 长度/宽度

2 盎司的铜是其一半，依此类推。

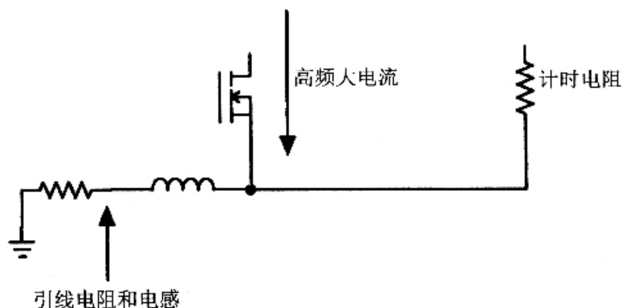



图 9－9　由于引线阻抗，功率流过信号地可以将其电位抬高

如果大电流流过这根线，由于电阻的作用会有电压降；如果电流是高频信号，由于电感的作用会有额外的电压降。如果这个大电流流过与信号元件相同的地线，信号元件并

没有真正接地,其接地点电位被抬高了 $IR + L(\mathrm{d}I/\mathrm{d}t)$。更糟糕的是,高频信号将信号地电位周期性抬高,而这个信号很可能同时再进行处理！这会引起灾难性的后果。解决的方法就是采用分开的信号地和功率地,然后单点共地,最好是在电源输入端的退耦电容处(如图 9-10 所示)。这种接法叫星形接地。

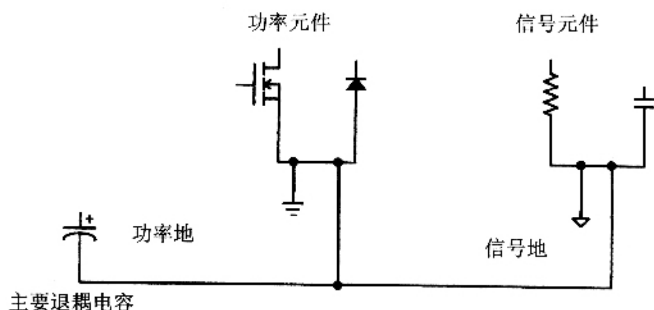


图 9-10 信号地与功率地分开,在电源输入端单点共地

实用提示:在通用板或者印制板上建立分开的地线。切记！在实用中,任何流过 100mA 以上电流的都可认为是功率的。需要再次强调的是两个地线只能单点共地。否则,会存在地环路,使得整个意图落空。

图 9-11 所示的是一种很差的布线方式(地线电流有多个通路)。

如果功率地线需要更多的面积,请加粗走线,而不是在其他任何地方再走一根地线。正确的走线方式如图 9-12 所示,其中退耦电容在最左边的共地点。

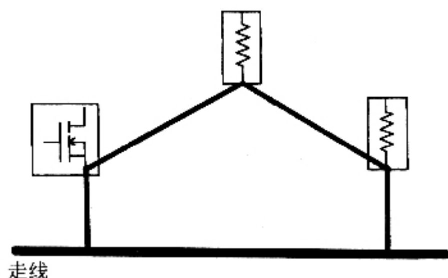




图 9-11 极差的地线布线方式。电线的电流有多个通路回到图中左边这个点。图中,粗黑线是走线

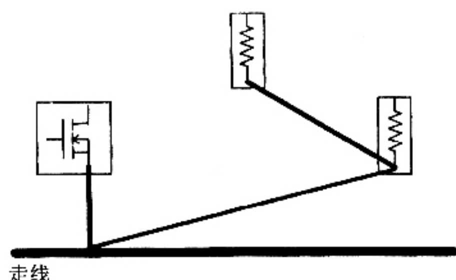


图 9－12　正确的地线布线方式。单点共地，
电线的电流只有单个通路回到图中左边这个点

如果电源中有高速的数字电路，需要考虑采用第三个地线，即数字地，以区别于其他两个地线，功率地和模拟地，这第三个地线也在一个点单点共地。

2．大电流驱动电路接地，独立地线

在特殊情况下，需要一个独立地线接法，尽管很普通，在这里仍然需要强调，那就是MOSFET门极驱动电路。门极驱动电路从前面的退耦电容处吸收电流，供给MOSFET的 GS 间的门极电容。当MOSFET关断时，门极电容对地线放电。在整个过程中，有两个很大的快速脉冲电流（一些器件可高达 6A）。布线的原则就是确保这种快速的脉冲电流不会反映到电路的其他部分，其他部分只能看到平均电流（通常非常小）。图 9－13 所示的是针对这种电路的一个推荐布板方法。这种布线结构中，对这个脉冲电流形成独立的地线回路。MOSFET门极的电流优先回到电容，防止这个大的脉冲电流流到电平面的其他部分而抬高地电位。同时，漏极的电流通过源极流到功率地线。这种结构叫‘接地岛”，因为在印制板上，这些地线都是粗线，通过一个细的连线接到地平面，如图 9－14 所示。

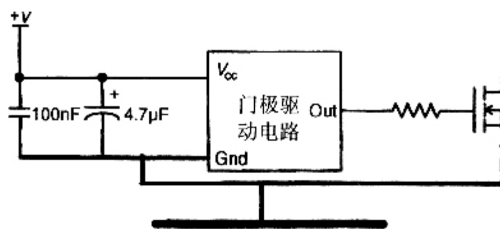


图 9－13　通过独立电线的方式使得驱动电路的电流不会抬高地电位

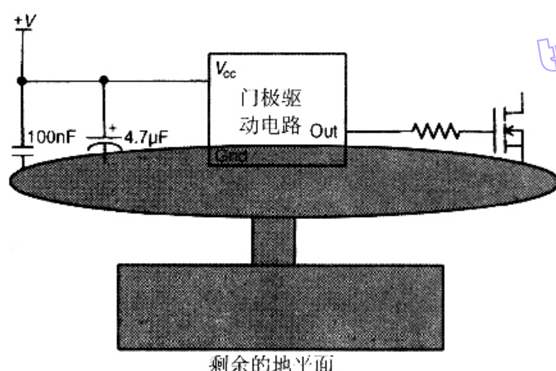


图 9－14 在印制板地平面上如何布线形成‘接地岛”

3. 器件只有输入信号,没有信号地线的情况

一些最好的门极驱动芯片有很多个功率地线引脚(好的方面),但是没有单独的输入信号的地线(差的方面)。在这种情况下,一般还是希望将所有的地线接在功率地上,让输入信号承受地线上的跳动(通常,对 TTL 输入有一定的噪声裕量)。当这个功率地连接到其他地线的长度不是太长的情况下,这种方式是可行的。如果地线确实存在问题,就必须采用其他型号的门极驱动芯片。(在前面所提到的‘最好的’门板驱动芯片的意思就是这个驱动芯片具有最高的驱动电流)。

4. 电流互感器的位置

在讨论门极驱动电流的同时,需要指出的是如果电流互感器的位置不当,高的驱动电流有时会影响到电流互感器采样。与采样电阻的位置相类似,电流互感器也串联在MOSFET的源极(如图 9－15 所示)。但是,这也意味着门极驱动电流(最大可达 6A)同时也流过电流互感器。就算对大功率变换器而言,这个电流会也会占到需要测量的开关电流的很大部分。对小功率变换器而言,这个电流就是采样信号中最大的一个分量。结果就是,要么电流信号被这个不相关的信号所破坏,要么就加大滤波作用,导致需要测量的信号也被过度滤除。无论这个电流信号被用来做电流模式控制或者对每个开关周期进行限流,效果就会很差。

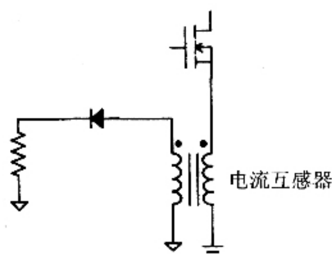


图 9－15 通常会把电流互感器串联在MOSFET的源极

将电流互感器原边串联在MOSFET的漏极就可以避免这种情况，因为互感器只检测到MOSFET漏极到源极的电流，不包含由于门极电容引起的门极到源极的电流（如图 9－16 所示）。这样也不会对电流信号（已经通过变压器隔离了）或变换器的运行状态（电流互感器的原边电感量，由于只有 1 匝，通常可以忽略）产生不利的影响。电流互感器甚至可以接在输入电压母线和变压器之间，只要它在输入滤波电容之后。

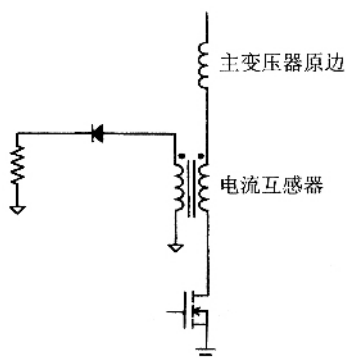


图 9－16　为避免测量到门极驱动电流，把电流互感器与MOSFET的漏极串联

5．反馈信号线

这里讨论元件摆放的位置，整理出一些对反馈信号的布线的实用提示。通常有两种反馈信号，包括电流和电压反馈，因此，这些实用提示对这两个都适用。

在搭建通用板时，通常，元件摆放很乱，到处都是大量的连线，很可能将功率线和信号线混杂在一起。当交换器的补偿环节设计成具有 45°相位裕度时，当电流反馈或者电压反馈上的噪声比较大时，就算不出现不稳定情况，也会出现明显看到占空比抖动的情况。

实用提示 在搭建通用板时，对反馈信号采用双绞线可以减小在这些重要信号中引入的噪声。一般不需要将双绞线屏蔽，但是如果需要屏蔽，把在信号端的屏蔽层接到信号地，功率端的屏蔽层浮空。（电压反馈信号线的功率端是输出电压端，对电流反馈信号线，是电流互感器的副边）。最好将小信号的元件靠近 PWM 控制芯片摆放，而不是放在输出端。例如，对电阻分压来进行输出电压反馈，将这些分压电阻靠近 PWM 控制芯片，不要放在输出端，将输出电压通过双绞线连接到电阻分压网络；不要将分压电阻放在输出端，然后再用双绞线连线。

对分压电阻的摆放位置要求的原因是低阻抗端，如变换器的输出端，比高阻抗端，如 10kΩ 电阻，抗干扰的能力更强。

如果是印刷线路板，不可能采用双绞线，可以通过两根反馈信号线（如一根在顶层，一

根在底层）与地线并行走线来实现。如果在顶层和底层同有地线并行走线（在多层线路板中），效果更好。

对通用板或者印制板，还有一个小技巧，就是在电压采样的双绞线的末端并联一个 100nF 的电容。从原理图上看，这个电容与输出电容是并联的。从噪声的角度看，这些输出电容实际上没有太大帮助，因为它们所处的位置不适合。在双绞线的末端并联的电容可以很有效地滤除噪声，另一方向，它对环路增益没有影响。

6．布板提示

所有前面所述的布板提示都是同一个原则的不同体现：功率地和信号地分开。为符合这个限制条件，必须注意一些额外的细节。在摆放变换器的功率部分时，尽量使各个功率元件相互靠近。这样不但对效率有好处（减小了线路电阻），同时使得环路面积最小，有助于减小辐射噪声。

这个原则对设计MOSFET的驱动芯片和门极连线非常重要。一定要使连线距离尽量最短。必要时调整芯片的方向，使其输出引脚面向MOSFET的门极。不要在两者的连线中有任何过孔，这可能会影响到其他部分电位。

第五节　低频滤波

1．基本知识

下面讨论当布板和设计方面已经非常注意后，噪声仍然存在时，可以采用的一些措施。滤波通常可以分为两类，低频滤波和高频滤波。低频滤波是指可以通过分立的单个元件来实现，如电容和电感；高频滤波可以是其他的任何东西，如采用滤波磁珠、旁路电容等。

滤波的基本原理就是在不希望噪声流过的路径呈现一个高阻抗，在希望噪声流过的路径呈现低阻抗。

2．差模滤波

低频滤波可以分为两类，差模滤波和共模滤波。根据前面的讨论，差模滤波试图减小电源线中通过地线返回的噪声。这就意味着电源线中的噪声首先会流出机壳再通过地线返回。因此滤波的策略就是在噪声流出机壳之前先将电源线的噪声旁路到地线中去，这样，噪声形成回路而且不会被测量到。可以在电源线中串联一个电感，阻止其流出，同时，在电源线和地线之间跨接一个电容，为噪声提供一个低阻抗回路。

3．商用与军用

尽管在前面对商用滤波和军用滤波的讨论已经表明了两者密切相关，但在设计一个低频差模滤波器的时候仍然会有不同之处。问题是设计一个电感在前电容在后的滤波器还是一个电感在后电容在前的滤波器（从电源内部向外部供电看）。商业测试方法通常测

量电压，而且阻抗源相对比较大（50Ω）。可以利用这个阻抗源来阻断噪声，因此采用电感在前电容在后的滤波器更好，如图 9－17 所示。

在某些情况下，噪声的幅值很小，可能不需要电感，这个电容就与 50Ω 的电阻组成分压网络，电容阻抗通常很小，因此可以分流大部分的噪声。为使电路正常工作，电容的 ESR非常关键。在这种应用场合，需要采用多层瓷片电容或金属化塑料电容。

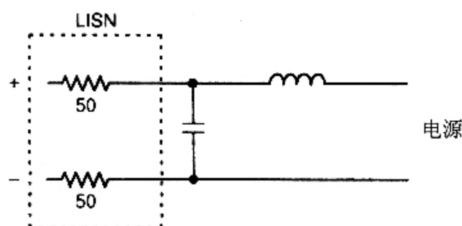


图 9－17　商用电源需要一个滤波电容靠近 LISN的二阶滤波器进行滤波

针对军用测试时，相反地，阻抗源是个低阻抗（10μF 电容），通过测量电流来测试噪声。为防止噪声电流流过这个低阻抗，需要采用电容在前电感在后的滤波器（如图 9－18 所示）。

在这种情况下（与商业用途不一样），毫无疑问，这个电容作为输入电容，如大的电解电容已经存在，最好在这个电容上再并联一个 1μF 或 100nF 的瓷片电容（或者同时并联——一般 1μF 的电容在 1MHz 以下有效而 100nF 的电容可以工作到 10MHz）。这个方法通常用来解决大电容在高频下特性差的问题。



图 9－18　军用电源需要一个滤波电感靠近 LISN的二阶滤波器进行滤波

4．参数选取

设计 L 和 C 的值是非常直观。在测试时，已经知道没有滤波之前的噪声频谱，设计的二阶滤波器在转折频率以后可以将噪声以 40dB/十倍频的斜率衰减。下面是设计滤波器转折频率的步骤。

实用提示 首先找出超指标的噪声最低频率分量（如前面所述，最好采用单纯的测量差模的方法，而不是测量差模和共模混合的测量方法）。假如，在 100kHz 处超出指标 20dB（10 倍），如果滤波器的转折频率设定在 $100\text{kHz}/\sqrt{10}=30\text{kHz}$ 时可以将噪声分量抑制

在规定值以内(由于是双极点,因此开根号)。然后,在测量的噪声频谱最高点开始,画一条直线,然后在 30kHz 的地方画一条 40dB/十倍频的斜线。如果没有其他噪声分量的峰值在这条线以上(通常如此)就完成设计,需要的滤波器的转折频率点为 30kHz。如果仍然有一个或者多个噪声分量的峰值在这条线以上,重复刚才的设计步骤直到找到一个最低频率点,可以保证所有的噪声分量的幅值在这条线以下。(有意思的是,噪声的指标通常是 30dB/十倍频的斜线,介于一个极点与两个极点之间)。

当 LC 滤波器的谐振频率确定以后,仍然需要确定一个参数用来计算每个元件的大小。通常情况下,无论成本还是损耗(由于等效串联电阻的原因),电感比电容更贵。所以一般希望电容量大一些。电感量小一些。在实际中参数的选取将在下一节'最优滤波'中讲述。

5. 共模滤波

相对差模滤波器的多样性,共模滤波器可以选择的不多,因此设计相对比较简单。共模滤波器包括共模电容(通常称为'Y 电容",差模的称为'X 电容'),不平衡变压器(这个术语来自平衡-不平衡变压器)或共模电感,如图 9-19 所示。共模电容将两个输入线的共模电流旁路到大地,共模电感(注意图中的极性)呈现一个平衡阻抗,也就是说,电源线和地线中阻抗相等,这个阻抗对共模噪声呈现高阻抗特性(共模电感图中所示的 Z 形符号是个标准符号,两个圆点也是一样,有时可能只画其中的一个)。

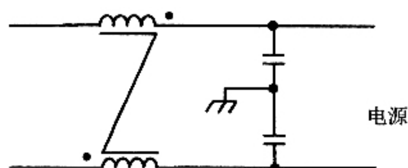


图 9-19 共模滤波器包括一个共模电感和两个对大地的电容

6. 参数选取

在参数选取上,共模滤波器与差模滤波器正好相反,共模电容通常比电感贵。原因有两方面。首先,由于共模电容一端接大地,因此其耐压必须能够承受 3kV 甚至 6kV 瞬志电压,因此体积很大。另外,由于有严格的安全规定允许流入大地的电流的大小,这就限制了能够使用的共模电容的电容量,通常是几个纳法。因此,选定允许的最大电容量,然后使用前面所述的相同方法确定 LC 的转折频率,这也就决定了共模电感的电感量。

实用提示 如果计算后发现需要很大的共模电感量,不用担心。共模电感的两个绕组的电流相等,没有净的电流流入。因此可以绕很多匝也不会使磁性饱和。

另外,在计算所需要的电感量时,对共模噪声而言两个电容是并联的(数值增加一

倍），共模电感的每个绕组是相串联的，因此匝数也增加一倍，电感量增加四倍。这样就可以获得 8 倍的噪声抑制（如图 9 – 20 所示）。图 9 – 20 所示的电容量为 9.4nF，电感量为 4mH，转折频率为 26kHz！

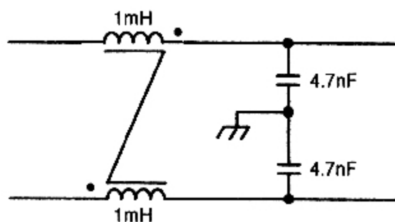



图 9 – 20　对共模噪声而言，共模电感的每个统组相串联，电容并联

7. 电感、电容及其缺点

电容在其频率响应特性中有不足之处，这个也会影响它在EMI滤波中的作用。电解电容由于ESR很大，这就意味着在 *RC* 频率以上，电容特性类似于阻性而不再是一个极点。例如，一个 100μF 的电容的 ESR 为 100mΩ，在频率高于 16kHz 后呈电阻特性。因此对 EMI 控制没有作用。

在实际中，EMI 滤波通常采用瓷片电容或薄膜电容。由于引线电感的作用，这些电容频率响应特性一样有不足之处。

实用提示：1μF 的电容通常在 1MHz 以下特性较好。采用 100nF 的电容，其在 10MHz 频率以下特性较好。在噪声抑制中采用一个 1μF、100nF 和 10nF 的电容并联是有意义的。

电感同样存在不足之处。（绕组的电阻，尽管消耗一定功率，在噪声频率下仍然太小以至于没有作用）。绕组的分布电容是电感的一个主要缺陷，这个电容与电感相并联。在一定频率以上时，电容的阻抗会低于电感阻抗，因此在这个频率点以上时，电感不能阻断噪声。

实例

假设一个 1mH 的电感的分布电容为 100pF，当频率再 500kHz 以上时，阻抗不随着频率的增加而增加，反而开始下降。当然，电感量小的电感其电容也小，因此这个频率点会高一些。

采用两个电感相串联比采用单个大电感要好，这样使得电路中电感串联（电感量增加），电容也是串联（电容量减小）。但是由于电感一般比较贵，在实际中很少这样做。

8. MOV（压敏电阻）存在电容

这对电路有好处。大部分的设计在输入电源线与地线间需要 MOV 来抑制输入瞬态。MOV 具有比较小的电容量，因此可以作为滤波器的一部分。同样，在输入电源线和地线

对大地接 MOV 时也需要注意，MOV 的电容会增加漏电流，因此 Y 电容的容量必须有所减小。

9. 单个元件的价格获得两个元件的效果

这是一个好主意。可以将差模电感和共模电感集成在一个磁性上以节约成本和空间。这个解释起来比较直观，但需要仔细设计。先绕制共模电感，假设每个绕组 47 匝，然后在电源线这一端的绕组增加 1 匝。这个器件仍然是一个共模电感，但是它同时有一个串联的电感，电感量的大小为 $(48^2-47^2)A_L$，远大于在同一个磁芯上绕 1 匝的电感量。但现在磁芯必须能够承受一定的磁通密度，在设计时必须确信在最大电流下磁芯不会饱和。

10. 不可能获得 100dB 的衰减

在前面对低频滤波器的讨论中只讨论二阶滤波器，没有电感或电容数量超过一个的高阶滤波器。这是有原因的，首先，这种滤波器设计困难，事实上，有专业的设计人员来设计它们。另外，至少对商用领域，高阶滤波器需要额外的电感，这在价格上是不能接受的。

最根本的原因是尽管在一些特定的情况下希望采用高阶滤波器，但这种滤波器应该没有必要。四阶系统的衰减斜率已经足够快了，如果采用六阶系统，其他方面可能会出问题。

实用提示：如果计算后发现在低频段需要高了 60 ~ 80dB 的衰减，最好的办法就是重新检查印制板的走线。另外一个可能的办法就是增加开关频率。

另外一点就是，前面已经提到所有的元件都是非理想的，这会限制其性能。另外，实际电路板设计中的走线之间存在相互之间的耦合和串扰。如上面的实用提示所述一样：不可能获得 100dB 的衰减。如果认为必须达到这么高，请再尝试一次。

使用商品化的滤波器可能会比自己设计的滤波器衰减效果要好一些。主要原因是这些滤波器的布板尽量注意避免了相互的串扰，而且滤波器通常密封在一个金属盒子里。当然，也可以通过采用类似的技术自己设计出性能一样的滤波器，而且更加便宜。

第六节　高频滤波

当频率变高时，由于元件的非理想性导致其滤波效果变差时就需要高频滤波。通常“高频”是指 10MHz 以上的频率。在这个频率以上到几百兆赫兹之间，仍然可以通过加入元件来改善频谱，在这个频段以上，只能通过改善电源外壳的密封性来改善。

1. 何处使用磁珠

铁氧体磁珠具有很好的高频特性，甚至在 100MHz 以上，其阻抗随频率增加而增加。但是，在很小的直流电流下它就会饱和——这个参数一些制造商没有标注。因此，对大部

分应用而言，磁珠对输入噪声滤波基本没有任何作用。

在一些设计中有时将磁珠用在MOSFET的门极驱动（或漏极）中。如果用在门极驱动，这是一个比较糟糕的用法，通过降低MOSFET的驱动速度来降低噪声，直接导致损耗的上升。如果用在漏极，通常效果不明显，因为它在小电流下就饱和了。如果希望用来阻止在开始的几十个纳秒的时间内电流流过（如同步整流器），然后让电感饱和，这样就不会在功率路径中增加电感量，在漏极串入一个磁珠可能有效果。就算这种情况，储存在磁珠内的能量必须每个周期被消耗掉或者进行处理，就像变压器的漏感中的能量一样。

2. 旁路电容

旁路电容及滤波器引脚基本上一致，虽然这些引脚基本上用来传递信号而旁路电容用来传递功率。这种电容的质量非常好，在数百兆频率以下均有效，在电感很小的情况下，根据不同的电容大小，可以流过高达 10A 的电流。在 10MHz 以下均可以提供很好的滤波，除非使用了一个更大的电容，这样其性能大概在 1MHz 以后会降低。需要注意的是，这些衰减效果是在 50Ω 的系统下获得的，对军用测试场合，几乎没有提供太多参考。

在很多场合下，就算不使用旁路电容一样可以通过。因为在旁路电容工作的频率下，电源的输入电缆线已经有很大的阻抗，对 1m 长的导线，电感大约为 1μH，在 10MHz 的频率下其阻抗为 60Ω。由于这些数值与实际布线密切相关，因此没有原则可以用来说明如何滤除高频噪声，只能设计一个滤波器进行测试，如果没有达到要求，再设计一个更大的，没有其他的好方法。

第七节　其他相关主题

1. 噪声估算

变换器产生的噪声可以在样机制作之前进行估计。例如，一个 buck 变换器从输入端吸取方波脉冲电流。这个脉冲电流可以分解出各个频率下的分量。每个分量随后被输入电容和源阻抗进行分流。最后流过输入源的电流（对军用测试方法 ;如果对商用测试方法，再乘以阻抗得到电压值）可以与技术指标的限定值进行比较，然后根据前面所述的方法设计一个滤波器。

实例

假设一个 buck 变换器的输入为 5V，输出为 2.5V，因此其占空比为 50%。假设其输入电流为 0.5A。由于输入电流是个方波，电流的峰值就是 1A。通过查找数学手册，很容易得到方波的频谱只含有基波分量及其奇次谐波分量，幅值与谐波次数成反比。在这个例子中，假设开关频率是 100kHz，因此 100kHz 的基波分量幅值为 $4/\pi$，300kHz 的谐波幅值为 $4/3\pi$，500kHz 的谐波幅值为 $4/5\pi$，等等。如果输入电容是 1000μF，对军用测试方法而言，源阻抗是 10μF 的电容，流过的电流大小为总电流的 1/100，也就是说，100kHz 下的电流为 4/

100π，300kHz 下的电流为 4/300π，等等。对更高频率而言，电流波形的上升和下降时间起主导作用。假设电流波形的上升下降时间均为 100ns。其频谱在 1/100ns 处及其奇数倍的频率处，例如 10MHz、30MHz 等。如果有一些关于引线电感方面的知识就可以估算最后的输入源的电流。然后可以根据估计值设计一个滤波器。

这个估算方法尽管看起来非常有效，但在实际中通常需要在估算值上增加 20dB 才能使得设计的滤波器有效果。看起来似乎没有什么，但这意味着电感和电容的体积需要增大 10 倍。问题在于，就算对低频元件而言，噪声存在无数的其他潜在途径叠加到实际测量的电流中去。对高频元件而言，更是存在很多电容耦合途径（当然也有辐射途径）使得估算远偏离实际。通过仿真的方法来估算，同样存在这种问题。

实用提示：噪声估算并不能得出一个合理的滤波器设计，这个只能通过实际硬件电路的测量来获得。

2. 最优滤波

如何选取低频滤波器的 L 和 C 的值需要进一步讨论，极点频率可以根据需要的衰减值来确定，但是每个元件的值仍然没有确定。在满足稳定性标准的基础上（在下一节讨论），最佳的元件选取方案可以根据成本最优，或者体积最优，或者滤波器的其他参数最优来进行。这个在一篇文章中有详细的讲述，由于这篇文章比较难找到，因此复制在下面。

第八节　最优军用 EMI 滤波器设计

军用电源必须满足美国军标 MIL－STD－46 规定的传导 EMI 限制。该标准要求在宽频范围内测量流入 10μF 电容的电流。通常的做法是安装一个滤波器，测量电流；再安装另外一个滤波器，重新测量电流，重复这个过程直到满足全部的传导 EMI 指标。这种方法不但效率低下，而且经常使设计的滤波器比实际所需要的体积更大、更笨重、价格更昂贵。通过适当的测量流过输入源的噪声电流，是可能一次性设计出满足要求的滤波器而且具有较小的体积。

一个输入为直流且只有一个接地点（副边不隔离）的电源通常有两个传导噪声源：开关管和输出整流器。这两个噪声源依次与两个频率有关：开关频率以及瞬态过程时间的倒数。开关管的瞬态时间是上升和下降时间；对二极管而言是二极管的反向恢复时间。当然还有一些电路其他寄生参数振荡引起的噪声，但这些噪声源的影响比较小。

戴维南电源的特性可以通过开路电压和短路电流来表示，两者相除得到戴维南阻抗。电源的戴维南等效开路电压（$V_{oc}(\omega)$）与频率有关。它可以通过在任意一根输入线中串入一个高阻抗未测量，如图 9－21 所示。通过一个频谱分析仪测量输入电源线与接地点

电压的频谱。注意测量电压的参考点是接大地点而不是地线。这是因为 MIL－STD－461 测量的是通过一个对接地点的 10μF 电容中的噪声电流，如图 9－22 所示。

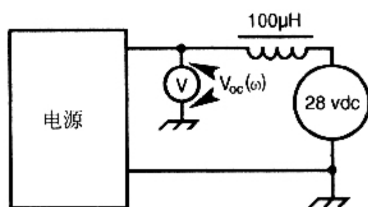


图 9－21　测量开路噪声电压

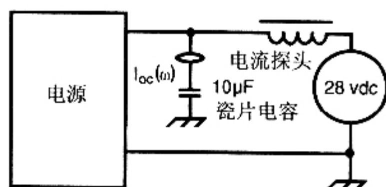


图 9－22　测量开路噪声电流

测量短路噪声电流（$I_{SC}(\omega)$）的电容需要在整个噪声电流的频率范围内呈现很低的阻抗特性。多层瓷片电容（Multilayer ceranuc capacitor，MLC）比较适合。这个电容必须非常靠近电源端，因为就算几个英寸的引线都会在所测的频率下产生很大的感抗。当电容接入适当的位置后，短路电流可以通过频谱分析仪的电流探头套在连接到电容的一根引线中测得。在任意频率下的戴维南阻抗可以通过测得的开路噪声电压除以短路噪声电流来计算。

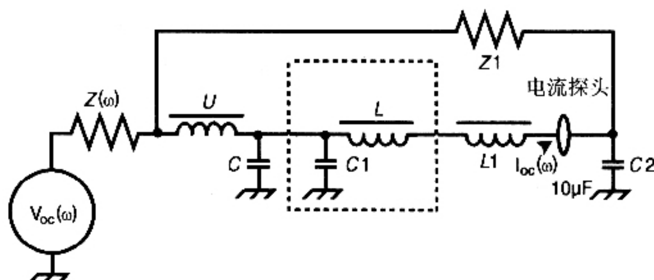


图 9－23　EMI 滤波器模型

确定噪声源特性后，就可以进行滤波器建模，如图 9－23 所示。滤波器的基本结构就是一个分离的二阶 LC 滤波器（C 和 U），其取值原则就是在最小的体积下可以获得期望

的抑制效果。在滤波器模型中还有一个额外的高频 LC 滤波器($C1$ 和 L),在高频下,当寄生参数使得前面的 LC 滤波器性能变差时,用来抑制这些高频噪声。另外,电感 $L1$ 表示 MIL－STD－461 规定的连接到 10μF 电容($C2$)的 1m 导线,其电感量大约为 1μH。与所有的滤波器相并联的阻抗($Z1$)表示噪声的所有其他通路。

计算衰减 计算电流探头($I_0(\omega)$)测量的电流大小就非常简单。例如,如果分流阻抗 $Z1$ 无穷大,10μF 的多层瓷片电容近似为短路,电流大小为:

$$I_0(\omega)=\frac{V_{oc}(\omega)}{a+b+Z+c+\omega U} \tag{9-1}$$

其中

$$\omega=2\pi f$$
$$a=\omega(L+L1)$$
$$b=Z\omega^2(L+L1)(C+C1)$$
$$C=\omega^2(L+L1)(C+C1)U$$

根据流过电流的能力和高频抑制效果已经选定滤波器的铁芯,这样 L 和 $C1$ 基本已知。1m 长的导线的电感 L_1 可通过直接测量获得。根据 MIL－STD－461 的规定,$C2$ 的大小为 10μF。MIL－STD－461 同时也限定了在 EMI 频率范围内各个频率下允许的最大电流 $I_0(\omega)$。也就是说,在开关频率及其谐波频率处的 $I_0(\omega)$ 的大小已知,就需要确定哪个频率点需要最大的衰减。同样地,在这些频率下的 $V(\omega)$ 和 $Z(\omega)$ 已知。如果 $Z1$ 不是无穷大,也可以通过测量获得。通过这些方程可以计算出在这些频率下的 U 和 C 的值。

体积最小化 显然在某个频率下,通过上述方程计算出的 U 和 C 对应最差情况;也就是说,在这种情况下需要最大的滤波参数才能将 $I_0(\omega)$ 限定在 MIL－STD－461 的规定值以下。根据拓扑的不同,通常是开关频率的基波或者是第一个谐波。

式(9－2)用来确定滤波器的体积。电感的体积大致与它所存储的能量成正比。通常,在直流母线中的滤波器电感会采用环形的铁镍银金属磁粉芯(MPP),它允许很高的饱和电流。如果允许电感量可以下跌 20%,体积可以估算为:

$$\mathrm{Vol}_L\approx\frac{200\mathrm{in.}^3}{\mathrm{H\cdot A^2}} \tag{9-2}$$

其中,A 是流过电感的最大电流,此时电感不能饱和。

类似,电容的体积也大致与它所存储的能量成正比。例如,一个 1μF、50V 的 CKR06 系列瓷片电容,其体积大致为:

$$\mathrm{Vol}_C\approx\frac{3\mathrm{in.}^3}{\mathrm{F\cdot V^2}} \tag{9-3}$$

其中电压是电容需要承受的最大电压。由于元器件的离散性,上述计算只能是粗略估算。而且,实际中不可能获得任意电压等级的电容和任意尺寸的磁性。所以,通过上面计算得到的元件参数必须凑到实际可以获得的元件的参数。

滤波器所占的总体积等于电感 U 和电容 C 体积的和。式(9－1)列出了 U 和 C 之间的关系,最后,滤波器体积可以通过一个变量来表述。这样,总体积可以通过将体积对单

个变量的函数求导数，然后令它为 0 来计算。最后得到一个二次方程，计算出变量的值，将它代入式(9－1)得到另外一个变量的值。一旦滤波器的最优参数计算出以后，电感就可以通过标准的方法来设计，电容选取最接近计算值的标准容量。

最好将滤波器进行仿真以确定滤波器在开关频率以及其谐波频率点不会出现谐振。通常这些谐振元件具有较高的 Q 值，在谐振点会将噪声提升到最大限定值以上，所以仿真非常重要。如果谐振点比较接近临界频率点，可以通过增加阻尼参数来改变。这样不但可以将谐振转移到基本没有影响的背景噪声的频谱区，而且可以通过增加滤波器在其他频率点的抑制效果来保持滤波器的品质。

第九节　EMI 滤波与变换器稳定性

在滤波器设计中，对允许的最大电感量(尽管不是实际元件的限制)和最小的电容量有限制。根据第 6 章关于稳定性的讨论，如果变换器的源阻抗过大，系统可能出现振荡，在输入源是另外一个变换器或滤波器时更加明显。Middlebrook的阻抗标准指出滤波器的输出阻抗必须比变换器的输入阻抗小 20dB 以上。显然这是满足第 6 章所给出的关于稳定性的经验公式的，但这是一个充分条件，而不是必要条件。真正的系统稳定性的标准与第 6 章所述一致：

包含变换器和滤波器的系统的相位裕度必须为正。

第十章 实用最差情况分析方法

第一节 概 述

1. 最差情况分析的目的

如果设计的电源只需要在实验室内运行几个小时,那么只需要让电源运行然后不用再管它。事实上,你的试验板只是上百、上千甚至几百万个这种电源中的一个样品,这些电源在不同的环境温度、负载、输入条件下运行,无论元件的容差如何,都需要满足设计的技术指标,并需要可靠地运行很多年。最差情况分析(worst case anahais,WCA)的目的就是确保设计的鲁棒性,也就是说,即使当上述的所有变化的条件在一个电源内出现,电源在其设计寿命内也能够满足技术指标。

基于这个目的,WCA 是设计中一个必须的步骤,对需要大量生产的每个设计必须分配一定的时间和预算进行 WCA。由于这个步骤经常被忽略,其目的必须向管理层进行解释,并且必须向管理层反复强调 WCA 是制造可靠产品所必需的手段。

2. 如何进行 WCA

通常,进行 WCA 时需要找出设计中每个元件其功能或者试图实现的功能的最差的可能值,然后通过计算或者仿真的方法来验证当所有的最差情况同时发生的时候能正常工作。“计算方法”这里是指数值近似和解析求解。“解析”是指传统的数学方法(微积分、微分方程等);仿真利用计算机模型来测试工作情况,但不是蒙特卡罗(Mente Carlo)方法,理由如下所述。分析的首选方法是解析法,因为它正好证明了所需要验证的问题。数值方式次之,而仿真则是第三位。仿真的最大问题不是计算机可能出错(尽管实际上已经发生),因为这主要受仿真软件开发者以及仿真模型开发者的限制 如果仿真模型没有在这种使用环境下经过测试,就无法说明在这种情况下的仿真结果是否有效,而且对仿真者而言仿真模型通常是难以获得的。

作者开发了一套系统的方式来进行 WCA,可以将粗看难以掌控的任务缩减成为一个便于管理的任务,可能需要一些比较乏味的过程。当然,如果做过几次 WCA 之后,可以发现,在不同的设计中,所分析的电路基本是重复的,因此其分析结果基本也是一致的。最终,可以归纳出电路的设计方法,可以轻松通过 WCA。

第一步是非常普通的。将电路划分为不同的功能模块；如时钟模块，过流关断模块等。然后对每个功能模块进行 WCA。当然，这些功能模块可能需要从别的功能模块处输入一些信号，由于其他功能模块也需要进行 WCA 分析，因此可以假设其他功能模块满足技术指标。

定义功能模块后，下一步是建立一张表格汇总每个元件的每个（或相关）参数的最大值和最小值。尽管不可能预先知道需要哪个参数，但根据经验，可以作出一个合理的猜测。（对表格参数输入的详细信息参见下面实例。）其他参数可以通过计算再输入到表格中。

WCA 的第一页是关于电路功能模块的全面描述，说明运行的条件，列出需要分析的参数，最终给出个结论就是功能模块可以按照预计的要求工作（假定设计可以更改直到功能模块正常工作，WCA 可以很清楚地反映出哪个元件需要更换）。后面部分继续对每个参数进行分析，最好按照每个分析做成一个文档来组织，这样更改版本号会比较方便；其中有一页是应力分析（如下所示）；最后一页是所有参数的列表。继续对每个功能模块进行这样的分析，然后与其他的类似分析组成一个完整的手册，验证电源设计的正确性。

在进行分析时，不要忘记某些电路的最差情况发生在启动阶段而不是稳态运行阶段。很多变换器设计产生的失效都发生在启动阶段！

3. 应力分析的目的

需要说明的是应力分析不同于 WCA。WCA 的目的是确定电路能按照技术指标工作；应力分析的目的是验证每个元件的应力没有超过其额定值（或满足降额使用标准）。

无论是采用制造商的额定参数（毕竟，这些技术规格中也有一定的裕量）或者是通用的降额使用标准（作者通常使用美国军标降额使用要求）进行应力分析，当然这仅仅是一个公司内部的规定。但这是分析之前必须了解的。确信在分析开始之前已经清楚这些规定。在可以避免的情况下，不要做重复劳动。

4. 有效值与最差情况

一些读者已经注意到对 WCA 需要分析的问题的说明中有一些含糊。电路正常工作必须建立在所有元件及条件最差的情况下，是不是指在同一个单元里面所有情况同时“最差”？通常对这个解释的争论（作者认为这是最差情况）是这些最差条件和元件在一个电源里面不可能凑在一起发生。基于这个假定，有人建议，做“RMS”分析可能更加合理，一个元件出现最差情况的影响与其他每个元件的影响是相互正交的。例如，R_1 的最差阻值是比它在特定条件下的阻值增加 10%，R_2 的最差阻值也是比它在特定条件下的阻值增加 10%，在 RMS 分析中，总的影响仅为 $(1.10^2+1.10^2)^{1/2}=1.14=14\%$，而最差情况为 $1.10\times1.10=1.21=21\%$

实用提示：做 RMS 分析比做最差情况分析 WCA 稍微省事一些。在电路上并没有太大的区别。通常在实际中会采用 WCA 方法，除非确信所需要生产的数量比较少，统计概率不会发生这种情况。除小规模生产（如 100 个或以下）的厂商外，需要采用 WCA 来验证

电路而不是采用 RMS 方法。当然，对少量生产的重要的设计（如卫星用途），还是需要进行 WCA 分析，而不是 RMS 分析。任何情况下，在开始分析之前，确信管理部门了解这些情况并为达到目标做出了正确的决定。

5. 数学方法与仿真

除比较繁琐的计算方法外，还有一种看似诱人的途径，就是通过计算机仿真电路，用它来画出需要的结果。在下面的举例中会发现，作者从来不采用这种方法（只有一个除外，如下一段所述）。原因是用户不知道仿真模型的作者是不是非常彻底地考虑了手头上需要分析的所有参数。当然器件工作情况与比较器是一样的，但其输入偏置电流模型是不是正确？是不是考虑了输入偏置电压的温度特性？输出饱和电压随电流、温度和芯片批次变化？作者在一个非常昂贵的仿真软件里曾经发现一个仿真模型，一个集电极开路的比较器在没有任何上拉电阻的情况下其输出电压可以达到 +15V！如果对模型没有任何了解，依赖仿真进行分析是不可取的。

可以通过计算机仿真进行 WCA 的唯一的例外是分析变换器的相位裕度，由于这个计算过于复杂，一般不会采用手工计算的方法（尽管可以通过符号数学运算程序来进行）。幸运的是，所有其他的重要参数（电感量、电感电阻、电容量、电容的 ESR 等）能够直接输入到计算机中，而不用依靠模型本身。唯一需要的控制芯片参数是误差放大器的开环增益和 PWM 调制的波形幅值。因此关于相位裕度的 WCA 可以放心地通过计算机进行，通过单独改变每个元件的值来观察是最大值还是最小值使得相位裕度最小，然后同时将所有元件的值设定为相应的最小值或者最大值（至少对最小相位系统如此）。

6. 蒙特卡罗分析或灵敏度分析

蒙特卡罗分析相对基于计算机的 WCA 而言更差，它不仅依赖于不确定有效性的模型，它同时还对一些事情进行类似于 RMS 的分析。问题是为了在一定程度上确信参数是合理的，其需要仿真的情况非常多。

实例

在某个电路中，如果 6 个参数同时变化不会引起任何问题，需要 99% 的确定性。需要进行多少次蒙特卡罗分析？如果你猜测是 $2^6=64$ 次，那就错了。假设概率仅集中在两个极端情况，就是说每个参数或者是最大值或者是最小值（双峰式分布）。总共有 $2^6=64$ 种可能的取值（例如，元件 1 最小，元件 2 最大等等，组成一个取值）。每一次分析取这 64 个值中的一个，每次获得最差情况的概率是 1/64，而不能获得最差情况取值的概率是上 (1/64)。在 N 次尝试后，不能得到最差情况的概率是 $[1-(1/64)]^N$，这个数值必须等于 $1-99\%=0.01$。由此：

$$\left(1-\frac{1}{64}\right)^N=0.01$$

得到 $N=292$！显然，在参数数量增加或者要求的确定性增加时这个数值增加非常快。最终的结果是，经过了 292 次尝试后，还是不能确定（无论进行多少次的尝试，都不能确信已

经获得了最差情况)。利用蒙特卡罗分析来进行 WCA 不是一个好主意。

对灵敏度分析,同样还是不知道模型是台正确。这种方式的分析对了解哪个参数需要特别注意是有帮助的,但最终,还是需要将所有参数一起考虑,否则还是不知道什么程度灵敏度低到可以忽略。还需要注意的是,灵敏度分析是在一个特定的工作点上将模型线性化,如果工作点变化了,灵敏度分析同样会变化。

第二节　举　例

本节将根据一个通用电路实例对 WCA 分析进行举例。同时,也为读者进行自己的 WCA 提供一个模板。请仔细阅读本节举例,从中可以发现一些非常有用的技巧。作者在通读这个举例后非常自信,读者由此可以对自己的电路进行 WCA。

1. 电路

需要分析的电路了非常简单(如图 10－1 所示),在实际应用中也非常普通。一个比较器实现一定的检测功能(这里假设检测低阻抗的取样电阻上的电流信号),当其检测到这个电流过大时导通一个双极型晶体管对一个电容放电 ;这个电容连接到 PWM 控制芯片的软启动引脚,这里芯片是 UC3825,然后关闭控制芯片。

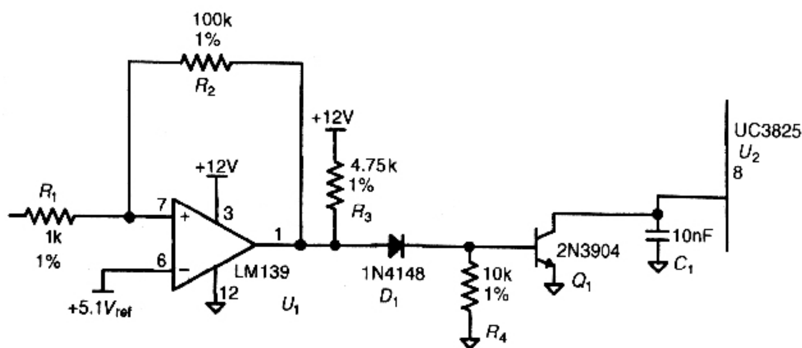


图 10－1　进行 WCA 分析的电路图是一个过流保护电路,
过流时关闭整个 PWM 控制芯片

可以发现,比较器的输出并没有直接输入到 BJT 的基极,而是先通过一个降压二极管,因此还需要一个 BJT 基极的下拉电阻。在 WCA 完成后可以清楚地表明这些附加元件是必要的。根据以前的经验,在原理图中加入这些元件,因此在本例中,不再反复,直接加入这些元件,然后再分析整个电路。

2. 需要分析的特性

在决定需要分析的电路的功能后，必须考虑还需要分析电路的哪些特性。通常会分析输入部分的电路、产生输出部分的电路以及输入输出之间的电路；在选择电路的重要功能部分时一些工程化的判断依据是必需的。在本例中：

(1)需要知道比较器触发过流保护的阈值，包括最小值和最大值(不是恢复到关断状态的值，至少在本例的分析中是这样)。

(2)验证三极管在正常情况下是关断的(比较器饱和输出的电压过高，三极管可能一直导通)。

(3)在三极管放大倍数有限的情况下，需要了解三极管对电容放电、关闭 PWM 控制芯片所需要的时间。在更详细的分析时，还需要检查电容放电的电流有没有超过三极管的最大集电极电流，防止放电时电流应力超标，因为没有任何限流电阻，放大倍数可能会很高。

还需要知道电路正常工作的温度范围；这里假设最低温度为 −40℃，最高温度为 85℃。

接下来是建立一张表格罗列所有相关参数最差情况的值。在实际中，可能要估计需要的参数，在分析进行当中，需要增加更多的参数项，或者删除一些确信不需要的参数项。最终的参数如表 10−1 所示。

3. 表格评估方法

下面对表 10−1 进行仔细分析。首先观察每一列的标题。当然有一列用来标注元件的额定值，接下来是元件名；可能会有不止一种类型的 1Ω 的电阻(例如具有不同的温度系数)。

下一列定义了需要检查的参数，例如比较器的饱和输出电压，在研究范围内的极限值(最小或最大)，以及极限值出现时的条件，例如测量电压时的集电极电流。接下来的列包括参数初始值(就是室温下的额定值)，初始容差(也就是制造公差)以及温度系数。在某些情况下，需要一些额外的列来标注使用年限或辐射效应的系数。这里插入的两列分别是‘比例类型’以及‘比例系数’。这些额外的系数允许对一些数据手册的限制值进行修正。例如，需要知道比较器在 2.5mA 电流下的饱和输出电压，而数据手册只标注了 4mA 下的饱和压降以及一条曲线来显示其系数；可以在比例类型这一栏对比例系数进行解释，并在比例系数这一栏内输入一个估算值。最后，还有两列用来标注两个温度极限下的值，因为相对室温而言，其扰动不是对称的：$-\Delta T=(25℃)-(-40℃)=65℃$，而 $+\Delta T=(85℃)-(25℃)=60℃$。

在表 10−1 内实际输入的一些估计数据需要一些专门的技巧。作为起始，先观察所有最差情况下的输入值，最小电阻值是 1% 的公差与(50ppm/℃ × 65℃) = 0.325% 的温度系数的乘积，而不是两者相加。特别是，不要先将 10kΩ × 99% = 9900Ω，然后将 10kΩ × 99.675% = 9967.5Ω，最后的电阻值假设为这两个数值的某种组合。正确的方法是，10kΩ × 99% = 990Ω，然后 9900Ω × 99.675% = 9867.8Ω(四舍五入为 9868Ω)。

表 10-1　示例电路最差情况下取值列表

元件	元件名	参数	初始值	初始容差	比例类型	比例系数	温度系数	-40℃下	85℃下
1kΩ	R1	R, min	1 000Ω	1%			±50ppm/°C	986Ω	987Ω
1kΩ	R1	R, max	1 000Ω	1%			±50ppm/°C	1 013Ω	1 013Ω
4.75kΩ	R3	R, min	4 750Ω	1%			±50ppm/°C	4 687Ω	4 688Ω
4.75kΩ	R3	R, max	4 750Ω	1%			±50ppm/°C	4 813Ω	4 812Ω
10kΩ	R4	R, min	10 000Ω	1%			±50ppm/°C	9 868Ω	9 870Ω
10kΩ	R4	R, max	10 000Ω	1%			±50ppm/°C	10 133Ω	10 130Ω
100kΩ	R2	R, min	100 000Ω	1%			±50ppm/°C	98 680Ω	98 700Ω
100kΩ	R2	R, max	100 000Ω	1%			±50ppm/°C	101 330Ω	101 300Ω
10nF	C1	C, max	10nF	20%			+15%, −25%	13.8nF	13.8nF
1N4148	D1	V_f, max at 2mA	1V		I =10mA → 2mA	0.88	1.28, 0.73	1.13V	642mV
2N3904	Q1	V_{be}, min at I_c = 1mA	650mV	0.87			−2mV/°C	696mV	446mV
2N3904	Q1	V_{be}, max at I_c = 50mA	950mV				−1, −1.1mV/°C	1.07V	940mV
2N3904	Q1	h_{fe}, min at I_c = 50mA	60				0.56, 1	34	60
LM139	U1	V_{ios}	5mV				4mV	4mV	9mV
LM139	U1	I_{ios}	25nA				75nA	100nA	100nA
LM139	U1	I_{ib}	100nA				200nA	300nA	300nA
LM139	U1	V_o, max at I_c = 2.5mA	400mV		I_o = 4mA → 2.5mA	0.62	300mA	430mV	430mV
UC2825	U2	V_{ref}, min	5.10V	50mV	长期	25mV	0.4mV/°C	4.999V	5.049V
UC2825	U2	V_{ref}, max	5.10V	50mV	长期	25mV	0.4mV/°C	5.249V	5.299V
UC2825	U2	I_{chrg}, max	9μA				11μA	20μA	20μA

同样注意观察温度系数的处理方法。在电阻的技术指标中，只是标注其温度系数是±50ppm/℃，没有说明其随温度变化是取正号还是负号。因此，在计算最小电阻值时，当温度低于环境温度时，假设温度系数为正(也就是电阻温度越低，电阻值越小，从而最小值也越小)或者当温度高于环境温度时，假设温度系数为负(当电阻温度越高，电阻值越小，从而最小值也是越小)。对计算最大值正好相反。当然，温度系数只能正或者负，不会同时出现。但是由于没有其他的信息，只能从最坏的情况进行假设。通常，在分析中只是简单地利用每个元件的最差情况的值，不会考虑一些元件的最差情况发生在低温情况而另一些元件的最差情况发生在高温情况下。这些不一致的地方通常并不重要。分析后显示电路处于满足要求的临界状态的情况是很少见的，这种情况下，一种方法是做两次 WCA，一次取在低温情况下的数值进行分析，另一次取在高温情况下的数值进行分析。

确定比例系数是另外一个比较有意思的问题。通常，数据手册包含参数典型数据的曲线，不是最大值(或最小值)。正确的做法是通过比例系数的方法将典型值应用到最差情况去。例如，需要知道 LM319 在吸取 2.5mA 电流下的最大饱和压降，而数据手册只给出在 4mA 电流下饱和压降的最大值为 400mV，因此需要将这个数据需要缩放到一个较小的电流值下的数据。数据手册的曲线显示当电流从 4mA 下降为 2.5mA 时饱和输出电压的比例为 0.62，因此最差情况下的数值也按照同等比例缩放。也就是说，最差情况下为 400mV × 0.62 = 248mV(在这个系数下)。如果开始只是简单地使用 4mA 下的数据，就需要重新制作列表。随着计算的进行，可以发现实际电流就是 2.5mA，表格就可以按照前面所述的再进行调整。

经常碰到的现象是电路所采用的器件的温度范围比实际要求的更宽。如 LM139 的允许的工作温度范围为 -55℃至 125℃，而实际只需要 -40℃到 85℃。采用更宽温度下的数据限定值是合理的，因为它们的确体现了实际温度限制下的边界值。万一出现问题，可以考虑同一类器件中温度范围小的型号，但这种选择会有一定的不确定性。(它们果真一样吗？)而且，其数据根本没有任何改变。制造商仅仅根据器件通过的测试条件来对它们进行标号。

还有一个需要注意的事情是，如果数据手册直接提供最差情况下的数值，需要注意数据的格式。如 LM139 的 I_{ib}，在室温下的最大值为 100nA，在整个温度范围内的最大值是 300nA。最好不要将温度系数栏空白，最好是假设有一个温度增量为 200nA，用这个数据来说明答案为什么是 300nA。

最后，所采用的一些元件可能没有任何标注。例如，输出电解电容的 ESR 不会全部标注，通常只标明 60Hz 下的数值。

实用提示：最好是不采用这些没有标注的型号。因为就算一个样品在实验室里正常工作，下一个是不是一定可以满足呢？如果必须采用这种型号，比较保险的做法是假设这些没有标注的参数都为 0，或被另外一个因素所限定(如供电电压)。如电源输出端的电解电容，假设 ESR 的大小为 0 会使得相位裕度最小，显然这也是最差情况。

4.WCA：比较器动作电平

利用前面表格中的数据进行相应的分析。首先决定比较器从低电平翻转为高电平时的电平的最大值和最小值。这些信息表明，例如，检测电路起作用的最小电流值（在正常情况下不会触发）和电路开始工作的最大电流值（防止电流过大引起元件损坏）。如果分析显示的数值不能接受，可以重新改变电阻的阻值以及公差，或者可以更换比较器的型号。WCA 也可以指示更换哪个参数最有效果。

现在从最小触发电平开始分析。最小值发生在 PWM 控制芯片基准电压最小的时候，如表 10－1 所示，发生在 －40℃ 时，4.999V。因此，当比较器同相端输入电压达到 4.999V 时，将维持高电平或翻转为高电平。现在考虑影响这个输入端电压的因素。最主要的就是两个电阻，1kΩ 电阻与连接到比较器输出的 100kΩ 电阻组成的输入电压分压网络（由于比较器还没有触发，此时比较器的输出电压为低）。输出电压不是低电平，因为比较器通过一个 4.75Ω 的电阻上拉，存在灌电流，因此有一定的饱和压降。另外一个因素是比较器的可能存在的失调电压，以及输入偏置电压和偏置电流。将这些因素用公式表示为：

$$\frac{V_{trip}+V_{os}-4.999\text{V}}{1\text{k}\Omega}+I_{ib}+I_{ios}=\frac{4.999\text{V}-V_{sat}}{100\text{k}\Omega}$$

其中，V_{trip} 是导致翻转的电压，其他符号含义非常清楚。这个公式就是基尔霍夫定律（Kirchhoff's Law）的体现，就是所有流入这个节点与流出这个节点的电流总和为 0。因为这里计算最小触发电压，所以这些偏置电压是叠加在触发电平上的，也就是说，触发电平所必须提供的电流中需要减去这些偏置电流。在计算最大触发电平时，符号正好相反。需要注意的是，偏置电压没有符号，可以为正也可以为负。在计算最小触发电平时采用其最大值（取正号），因为它使得触发电平最小。关于电阻的取值，1kΩ 电阻的阻值越小，触发电平也越小。对 100kΩ 电阻而言，阻值越大，触发电平越小因为它乘在等式的另一边。将表 10－1 中相应的阻值代入可得：

$$\frac{V_{trip}+9\text{mV}-4.999\text{V}}{986\Omega}+300\text{nA}+100\text{nA}=\frac{4.999\text{V}-430\text{mV}}{101330\Omega}$$

可以求出触发电平的最小值为 $V_{trip,min}=5.052\text{V}$。这些方程就是所谓通过"数学方法"求解问题：通过建立方程确定参数，确定哪些参数需要取最大值，哪些需要取最小值，代入最差情况取值表格中相应的数值，然后通过计算器（在只有一个方程的简单情况下）或计算机程序（在某些情况下，有若干方程和若干变量）进行数值求解。

利用同样的方法，求解最大触发电平也是非常简单的，通过将原先公式中的这些影响因素的最大值用最小值取代，最小值用最大值取代，可得：

$$\frac{V_{trip}+9\text{mV}-5.299\text{V}}{1013\Omega}-300\text{nA}-100\text{nA}=\frac{5.299\text{V}-0\text{V}}{98680\Omega}$$

其他不同之处是一些偏置参数，这些参数现在是阻碍比较器的翻转而不是促使其翻转，还有就是饱和输出电压，在这里假设为 0V 而不是最大值（由于比较器是单电源供电，其输出不可能小于 0V）。这样，可以计算出最大触发电平 $V_{trip,max}=5.363\text{V}$。

结论:触发电平介于 5.052V 与 5.363V 之间。如果这个电压是电流采样电阻上的电压,除以取样电阻的阻值(包括最差情况下的阻值)即可得到比较器触发的电流阈值。注意,不能通过估计的方式来确定这个阈值,如在 5.1V 基准电压叠加 2%的公差,对电阻附加 1%的公差。

5.WCA 双极型晶体管正常情况关断

第二个需要分析的是如图 10－1 所示电路,当比较器的输出为低的时候,BJT 处于关断状态。出问题的可能就是比较器的饱和输出电压,经过一个二极管降压以后,向基极 10kΩ 电阻提供电流,其电压降不能大到导通这个 BJT;否则,这个变换器就不能正常启动,因为 PWM 芯片的软启动端维持为低电平。事实上,如果电路中没有这个二极管,会发生这种情况。

为计算方便(二极管和基极－发射极的实际特性都是呈指数形的,使得整个方程是超越方程),先假设 BJT 处于关断状态,然后来验证这个条件是不是可以满足。这就意味着在假设 BJT 关断的前提下,验证电路中的其他所有参数,事实上其工作方式可以保证它处于关断状态。这个方法在处理分立半导体器件的问题时经常采用。尽管通过写出所有的超越方程组,然后通过数值计算求解,其结果是一致的,但这种方式更容易被理解,同样也更容易检查。作者就曾发现一些商用的数值计算软件,在计算此类问题时不能收敛到正确的解。

在开始分析之前先总结一下需要的步骤:通过代入最小的集电极电流,找出当 BJT 处于关断状态时其最大的基极与发射极间的电压,通过放大倍数找出相应的基极电流,然后当集电极电流下降到这个点以下时,甚至 0A,观察 V_{be} 没有改变。为得到这个 V_{be} 的值,需要知道流过基极电阻的电流值;但是这个电流流过二极管会产生正向压降。基极与发射极的电压降和二极管的正向压降 V_f 之和应大于比较器的饱和输出电压。再有,甚至在集电极电流为 0 的情况下,也需要一定的基极－发射极电压。这也需要一定的电流流过基极电阻,这个电流流过二极管同样会产生压降,但比较器的饱和输出电压不能提供基极电阻足够的电流来导通这个 BJT。

基于上述假设,BJT 的基极电流必须非常小。在数据手册上列出的最小的 V_{be} 是在 $I_c = 1mA$ 时,在最差情况下,$V_{be} = 446mA$。估计放大倍数:在 25℃下,保证其最小为 70。根据相应的曲线,在 1mA 下,其归一化系数为 0.8。在－55℃下,其归一化系数为 0.4,因此最小放大倍数为 $\beta = (70 \times 0.4/0.8) = 35$。1mA 集电极电流对应的基极电流为 $1mA/35 = 29\mu A$。而且,当 I_c 的电流小于 1mA 时,V_{be} 与 I_c 的曲线变得很平缓。因此只要基极的电压小于 446mV,BJT 可以假设为关断。

现在,为了在基极得到 446mV 的电压,流过基极电阻的最小电流为 446mV/10kΩ,当 10kΩ 电阻为最大时电流最小,$I = 446mV/10133\Omega = 44\mu A$。这个电流必须流过二极管。但是没有一个生产厂商给定二极管的最小正向压降。相反,只能估计其最小正向压降 V_f。查找曲线(其最小电流为 $100\mu A$),在 100℃的正向压降 $V_f = 300mV$。由于目前处理的低温下的问题(V_f 随温度下降而升高),因此这条曲线很适合用来选择最小值。根据曲线的趋

势，显然正向压降不低于 200mV。因此为导通这个晶体管，最小的电压为 446mV + 200mV = 646mV。由于比较器的最大饱和输出电压为 430mV，因此还有 200mV 的裕量确保晶体管关断。

如果没有这个二极管，裕量为 446mV − 430mV = 14mV，由于基极－发射极计算的不精确引起的误差足够使得 BJT 导通。当 4.75kΩ 的上拉电阻再减小一些，就会出现这样的情况。因此基极电阻和这个二极管是必须的。通常，如果在'比较器驱动的基极'这种情况下都设计有基极电阻与二极管，这样，就不需要每次都重复这个计算过程。

结论就是，在正常运行状态下，BJT 处于关断状态。

6. WCA：PWM 芯片关断时间

在本例的最后一个分析是确定 BJT 对软启动电容放电所需要的最长时间。由于这个电路用作限流，因此在过流发生时不希望有太多的关断延时。这个分析的结果可以被用来进行最差情况的热分析，也就是说，对开关管而言，在计算出的时间内能承受这个过电流而不至于烧毁。BJT 只有有限的驱动电流能力和有限的电流增益，因此它能从软启动电容那里以最大的速率抽取电流，这就决定了 PWM 芯片关断的时间，芯片的第 8 脚必须从最初的 5V 下降到 0.5V。

首先忽略比较器的传输延时（通常为 300ns），仅考虑电容的放电电流，在最后，再加上这个延时。首先需要获得最小的基极电流。这个电流由 12V 电源（从另外一个 WCA 得到其稳压为 ±5%）、4.75kΩ 上拉电阻、二极管的正向压降以及基极－发射极压降共同决定：

$$I_{base} = \frac{12V - V_f - V_{be}}{4.75k\Omega} - \frac{V_{bc}}{10k\Omega}$$

这个公式也是基于基尔霍夫定律。流过基极电阻的电流分流了部分的基极电流。为计算最小基极电流，对 12V 供电取最小值、二极管压降和基极－发射极压降取最大值，限流电阻最大，10kΩ 电阻取最小值（选择这个电阻使得其分流的电流最大）。V_{be} 取最大值有两个好处，它同时增加了分流电流并减少了流过 10kΩ 电阻的电流。如果不是这种情况，就必须推导 I_{base} 与 V_{be} 的关系，然后找出 V_{be} 最小还是最大可使 I_{base} 最小（这里，$dI_{base}/dV_{be} < 0$，因此 V_{be} 取最大值）。在表 10－1 中已经假设最大集电极电流为 50mA，这仅仅是假设，必须通过后续的计算出一个合理的值；也就是说，先假定一个值，最后推导这个值，表明这是一个前后一致的假设。代入相应的值，可得：

$$I_{base} = \frac{11.4V - 1.13V - 1.07V}{4813\Omega} - \frac{1.07V}{9868\Omega}$$

或 I_{base}，min = 1.80mA。

在最小基极电流下，在确定最小的 h_{fe} 后就可知最小的集电极电流。在 50mA 集电极电流下，最小放大倍数是 34，需要的基极电流为 50mA/34 = 1.47mA，非常接近实际计算的最小基极电流值，这也满足估计 V_{be} 值的假设。

因此最小放大倍数为 34 时，最小集电极电流为 1.80mA × 34 = 6mA。电容初始电压为 5V 基准电压，且需要放电到 0.5V。由于 $I = C(dV/dt)$，$t = C(\Delta V/I)$，在电容量最大、集电极电流最小的情况下放电时间最长。另外一个因素是第 8 脚还对外提供一点电流，这

个值也取最大值。整个公式为：

$$t = \frac{C\Delta V}{I_C - I_{\text{pin8}}}$$

代入这些数值，可得：

$$t = \frac{13.8\text{nF}(5.299\text{V} - 0.5\text{V})}{61\text{mA} - 20\mu\text{A}}$$

当然8脚的电流可以忽略。最大时间为 $t_{\max} = 1.1\mu s$，相当迅速。加上比较器的传输延后为 $1.4\mu s$，基本上没有太大影响。结论就是当这个电路的输入信号超过限定值后，PWM芯片会迅速关闭。

7. 应力分析

上面已经完成了所有的WCA，为完整起见，这里将进行应力分析。应力分析的目的是确保所有元件在运行时不会承受过应力；更好一些，就是没有元件所承受的应力接近其额定值。如果个别元件运行在它的最大额定值下，其应力不仅在瞬态时会超出其额定值，而且它的MTBF会大大增加。应力分析可以显示哪个元件对可靠性设计影响最大。

应力分析本身只是一个表格列出电路中每个元件的应力，然后与其本身的限定值进行比较。这个比较通过百分比来表示，应力 = 实际/额定值。一些公司会有降额使用规定（如：电阻的功耗不能超过其额定值的70%）。如果没有这个列表，采用下述的规则也是可以接受的。

实用提示：稳态下的应力不要超过厂商额定值的90%，瞬态下的应力不要超过厂商额定值的100%。

最终结果如表10-2所示的最后一栏，显示每个元件是否可以通过。

应力分析可以采用影响元件可靠性的一些指标，如MIL-STD-217中所述。如电阻的功耗、电容电压、二极管的正向电流和反向电压等等。并不是生产厂商规定的每个参数都需要分析，只需要分析那些影响元件寿命的参数。

仔细查看表10-2。第一栏列出这些元件，每个元件根据其应力会重复几次。因此LM139重复3次，分别针对供电电压、差分电压和共模电压。通常，还有一栏列出其元件名（如在一个电路功能块内有多个1kΩ的电阻）。这本例中省略了这一栏。需要检查的参数列在下一栏中，随后是从厂商提供的数据手册中得到的额定参数。

实际计算的应力在第四栏。在这个设计中的绝大多数元件，估算其应力就可以，因为这个数值远小于其额定值。例如，没有必要考虑电路供电12V的最大值，100kΩ电阻上的功耗最大不会超过 $(12\text{V})^2/100\text{k}\Omega = 1.5\text{mW}$，远小于其额定值100mW；因此无需了解其真正的工作点。类似，10kΩ电阻上的电压在1V左右，因为它被基极-发射极压降钳位；甚至没有必要写出其数值——简单写为0W。另一方面，对1kΩ电阻而言，比较器端的最大电压为5.299V，另外一端可能为0V，电阻的功耗可高达 $(5.299\text{V})^2/986\Omega = 28\text{mW}$，这里电阻取最小值来计算最大功耗。正如前面所述，应力 = 实际/额定值，对通过这一栏的每项都

应写上“合格”。很少有元件不通过应力分析；此时在设计中需要用一个更大等级的元件进行替换，或者对这个“不合格”给出一个令人满意的解释。

表 10－2　应力分析举例

元件值	参数	额定值	实际应力	应力(%)	通过
1kΩ	P	100mW	28mW	28	是
4.75kΩ	P	100mW	34mW	34	是
10kΩ	P	100mW	0mW	0	是
100kΩ	P	100mW	15mW	2	是
10nF	V	50V	5V	10	是
1N4148	I_f	200mA	3mA	1	是
1N4148	V_r	100V	0V	0	是
2N3904	V_{ceo}	40V	5V	12	是
2N3904	I_{ce}	200mA			
LM139	V_{cc}	36V	12V	33	是
LM139	$V_{differential}$	V_{cc}	5V	42	是
LM139	V_{cm}	V_{cc}	5V	42	是

表 10－2 中最大集电极－发射极电流这一行没有填写，因为没有进行这项分析；本书将这项留给读者进行分析，并决定集电极是不是需要一个电阻进行限流。为了做出决定，I_{cc} 高达 400mA 是可能也是可以接受的，因为其直流额定值是 200mA，在脉冲状态下，BJT 可以安全地流过其直流额定值 2 倍的电流。如果采用这个原则，在表格的最下面需要有一个解释性质的说明。

8．结论

整个电路的分析结论就是每个单项分析的结果：比较器的触发阈值在 5.052V 与 5.363V 之间；BJT 正常情况处于关断状态；过流触发在 2μs 内发生；所有分立元件都符合降额使用规定。这些结果可以通过技术指标进行检查，或者，也可以作为另外的 WCA 的输入数据。

第三节　结束语

从上面的举例可以看出，进行 WCA 需安进行大量的工作。但这也没有任何神秘之处，只是需要大量数学运算。在进行这种分析后，可以确保生产出来的电路能够正常工作。

通常，如果开始时设计合理，为保证最差情况下的正常运行只需要添加很少的电路。WCA 出现最多的问题是一些取值需要稍微调整。偶尔一些电路需要重新设计。如果有 WCA 的经验，在电路设计阶段就可以避免这种情况发生。在生产时确保电路有好的性能需要的成本不会太高；而先前设计者花费的时间会增加，这是合理的。对每个需要最终生产的设计而言，必须进行 WCA。